



E.U.I.T. TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

PLAN 2000

TEMA: CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES EN RADIOFRECUENCIA

TÍTULO: ESTUDIO DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS EN
MATERIALES EN RADIOFRECUENCIA

AUTOR: Daniel Illescas Sánchez

TUTOR: José María Rodríguez Martín

VºBº.

DEPARTAMENTO: DIAC

Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE: Rafael Hernández Heredero

VOCAL: José María Rodríguez Martín

VOCAL SECRETARIO: Carlos Rueda Frías

DIRECTOR:

Fecha de lectura:

Calificación:

El Secretario,

**RESUMEN DEL PROYECTO:**

El desarrollo del proyecto consistirá en la medida de la onda reflejada y de la onda transmitida de forma simultánea. Se medirán la permitividad dieléctrica de los diferentes medios para su posterior estudio comparativo.

Para ello se utilizará un montaje proporcionado por el DIAC, compuesto por una antena transmisora y otra receptora, en medio de las cuales se coloca la muestra del material. Este montaje tiene la peculiaridad de que se puede variar tanto el ángulo que forman las dos antenas, como el de cada una de ellas con su propio eje; lo que permite poder hacer una gran variedad de medidas para obtener un valor más preciso de la permitividad.

Las medidas se realizarán en el rango de radiofrecuencias, concretamente entre 8 y 10 GHz; esto obliga a que el tamaño de las muestras sea superior al de la longitud de onda. Por este motivo tienen grandes dimensiones.

Para la obtención del valor de la permitividad dieléctrica será necesario conocer el coeficiente de reflexión de la onda en cada material, para ello se utilizará un analizador vectorial que cubra el rango de frecuencias de trabajo en el que se medirá el parámetro S_{11} y S_{21} .

Para la obtención de las ondas reflejadas y transmitidas colocaremos las antenas de tal manera que el ángulo que forma la onda con el material sea perpendicular. De ésta forma se pueden realizar las medidas simultáneamente.

Las medidas se realizarán en la cámara anecoica para evitar las posibles reflexiones de la onda con las paredes, techo, etc. Y que la antena receptora sólo capture la onda reflejada en el material. Las dos antenas han de formar el mismo ángulo con respecto al eje normal a la muestra para capturar el máximo de onda reflejada posible. Cuando se realizan las medidas hay un dato desconocido, las pérdidas debidas al medio, para saber su valor se medirá el coeficiente de reflexión de una placa metálica, cuyo valor es conocido (módulo 1, fase 180°). A partir de la diferencia entre el valor teórico y el práctico se obtienen las pérdidas debidas al medio, esto se utilizará para corregir posteriormente las demás medidas.

ABSTRACT OF THE PROJECT:

The main object of this Project is measuring the reflected and the transmitted wave simultaneously. The dielectric permittivity in the different media will be measured for their comparative study.

To meet this object an infrastructure facilitated by DIAC will be used, composed by a transmitting antenna and a receiving antenna, in the middle the material will be placed.

A variety of measures can be made because the antennas can be moved, so a more accurate value of the permittivity can be obtained.

The measures will be made in the radiofrequency range, between 8 and 10 GHz, the samples size will be bigger than wavelength size.

To obtain the value of the dielectric permittivity is necessary to know the coefficient of reflection of the wave on each material, to do so we were use a vector analyzer covering the frequency range of work where the parameter S_{11} y S_{21} is measured.

To obtain the transmitted and reflected waves will place the antennas perpendicular to the material. This way it can perform measurements simultaneously.

Measurements are made in the anechoic chamber to avoid posible wave reflections with the walls, ceiling, etc. and the receiving antenna only capture the reflected wave in the material. The two antenna has to form the same angle to the normal axis to the sample to capture the reflected wave maximun posible. When the measurements are made there is an unknown data, losses due to the enviroment. To know its value, the reflection coefficient of a metal plate is measured, whose value is known (módulo 1, fase 180°). From the difference between the theoretical value and practical losses due to the medium are obtained, it is then used to correct the other measures.



Agradecimientos:

*A mis padres y hermanas que me han ayudado
en los buenos y sobre todo en los malos momentos.*

A Laura que sin su apoyo y amor no sería quien soy.

A todos mi compañeros, en especial a Miguel

que sin su ayuda, comprensión y ánimo

no habría llegado a este punto de mi vida.

A todos los que me han soportado en los malos momentos.

En general a todos los míos, a los que están

y a los que ya se han ido,

porque me han dado siempre la fuerza para llegar aquí.





UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA UNIVERSITARIA DE INGENIERÍA TÉCNICA EN
TELECOMUNICACIÓN**

ESTUDIO DE LAS PROPIEDADES DIELECTRICAS DE MATERIALES EN RADIOFRECUENCIA

Daniel Illescas Sánchez

Tutor: José María Rodríguez Martín

Año 2014







Índice

0.	INTRODUCCIÓN	17
1.	BASE TEÓRICA.....	21
1.1.	ESCALA MICROSCÓPICA.....	22
1.2.	ESCALA MACROSCÓPICA	22
1.2.1.	DIELÉCTRICOS	25
1.3.	ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.....	28
1.4.	ECUACIONES DE MAXWELL	30
1.4.1.	LEY DE GAUSS.....	30
1.4.2.	LEY DE GAUSS PARA EL CAMPO MAGNÉTICO	31
1.4.3.	LEY DE FARADAY-LENZ	32
1.4.4.	LEY DE AMPÈRE GENERALIZADA.....	33
1.4.5.	EN MEDIOS MATERIALES.....	34
1.4.6.	CONDICIONES DE CONTORNO.....	34
1.5.	PARÁMETROS QUE CARACTERIZAN EL MEDIO	34
1.5.1.	CONDUCTIVIDAD	35
1.5.2.	PERMITIVIDAD DIELÉCTRICA.....	35
1.5.3.	PERMEABILIDAD MAGNÉTICA.....	36
1.5.4.	LONGITUD DE ONDA	37
1.5.5.	VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN.....	38
1.5.6.	PROFUNDIDAD DE PENETRACIÓN.....	40
1.5.7.	IMPEDANCIA INTRÍNSECA DEL MEDIO.....	40
1.6.	PROPIEDADES ÓPTICAS DE LAS ONDAS DE RADIO	41
1.6.1.	REFRACCIÓN.....	42
1.6.2.	REFLEXIÓN	45
1.6.3.	DIFRACCIÓN.....	47
1.6.4.	INTERFERENCIA	48
1.7.	CLASIFICACIÓN DE LOS MATERIALES	49
1.8.	ANTENAS.....	49
1.8.1.	PARÁMETROS BÁSICOS DE LAS ANTENAS	50
1.8.2.	TIPOS DE ANTENAS	60





1.9.	PARÁMETROS “S” O DE DISPERSIÓN	63
1.9.1.	MATRIZ DE PARÁMETROS “S”	64
1.9.2.	CUADRIPOLOS O REDES DE DOS PUERTOS	64
1.9.3.	PROPIEDADES	66
1.10.	ANALIZADOR DE REDES	67
1.10.1.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN ANALIZADOR DE REDES.....	68
1.10.2.	CALIBRACIÓN DEL ANALIZADOR DE REDES.....	72
1.11.	CÁMARA ANECOICA.....	76
2.	MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES	81
2.1.	MÉTODOS NO RESONANTES	82
2.1.1.	MÉTODO DE REFLEXIÓN EN UNA LÍNEA COAXIAL	83
2.1.2.	MÉTODO DE REFLEXIÓN EN UNA GUÍA	86
2.1.3.	MÉTODO DE REFLEXIÓN EN EL ESPACIO LIBRE	89
2.2.	MÉTODOS RESONANTES	99
2.2.1.	MÉTODO RESONADOR.....	99
2.2.2.	MÉTODO DE PERTURBACIÓN RESONANTE	103
3.	MATERIALES	107
3.1.	NOMENCLATURAS DE LOS MATERIALES	107
3.2.	LISTA DE MATERIALES.....	107
3.2.1.	PLÁSTICOS Y VIDRIOS.....	108
3.2.2.	MADERAS	109
3.2.3.	LOSAS.....	110
3.2.4.	METALES	110
4.	DESCRIPCIÓN EXPERIMENTAL	113
4.1.	FACTORES A TENER EN CUENTA EN LA ELECCIÓN DE LA TÉCNICA.....	113
4.2.	ELECCIÓN DE LA TÉCNICA.....	114
4.3.	REQUISITOS PREVIOS	115
4.3.1.	CAMPO LEJANO.....	115
4.3.2.	TAMAÑO DE LA MUESTRA.....	116
4.3.3.	LUGAR DONDE SE REALIZAN LAS MEDIDAS.....	117
4.3.4.	CALIBRACIÓN	117
4.4.	ELEMENTOS UTILIZADOS PARA REALIZAR LAS MEDIDAS.....	126
4.4.1.	ANTENAS.....	127



4.4.2.	CABLE COAXIAL.....	129
4.4.3.	CAMARA SEMIANECOICA	131
4.4.4.	GPIB.....	132
4.4.5.	TRANSICIONES GUÍA-COAXIAL.....	133
4.4.6.	ANALIZADOR DE REDES	134
4.4.7.	ORDENADOR.....	135
5.	MONTAJE	139
5.1.	MÉTODO: TRANSMISIÓN BIESTÁTICO.....	141
5.1.1.	MÉTODO DE FRESNEL	141
5.1.2.	MÉTODO BIESTÁTICO	143
5.2.	CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD	144
5.3.	PROCESADO DE LA INFORMACIÓN	147
5.3.1.	PROGRAMAS DE MATLAB	151
6.	RESULTADOS.....	157
6.1.	REPRESENTACIÓN GRAFICA.....	158
6.1.1.	PARÁMETRO S_{11}	158
6.1.2.	PARÁMETRO S_{21}	170
6.2.	TABLA DE RESULTADOS	182
6.3.	COMPARACIÓN CON LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN OTROS ESTUDIOS 183	
7.	CONCLUSIONES.....	187
	BIBLIOGRAFÍA	189
	ANEXO.....	191

Índice de figuras

Figura 1.1	Permitividad dieléctrica en función de la frecuencia.....	27
Figura 1.2	Onda electromagnética	28
Figura 1.3	Refracción en una frontera plana entre dos medios.....	43
Figura 1.4	Rayo incidente y reflejado	44
Figura 1.5	Valor del ángulo incidente	45
Figura 1.6	Reflexión electromagnética en una frontera plana	46
Figura 1.7	La reflexión de una superficie semi-áspera	48





Figura 1.8 Circuito equivalente de antena en transmisión.....	52
Figura 1.9 Sistema de coordenadas esféricas	53
Figura 1.10 Diagrama de radiación tridimensional.....	55
Figura 1.11 Polarización circular.....	60
Figura 1.12 Bocina plano E (a), bocina plano H (b), bocina piramidal (c).....	62
Figura 1.13 Ondas de potencia y coeficiente de reflexión en un cuadripolo	65
Figura 1.14 Analizador de redes	68
Figura 1.15 Diagrama de bloques de un analizador	69
Figura 1.16 Dispositivos de separación de señal.....	70
Figura 1.17 Diodo detector	71
Figura 1.18 Receptor sintonizado	71
Figura 1.19 Errores sistemáticos.....	73
Figura 1.20 Modelo de calibración de un puerto.....	74
Figura 1.21 Modelo de calibración de dos puertos.....	75
Figura 1.22 Ecuaciones para la calibración de dos puertos	76
Figura 2.1 Ley de Snell.....	82
Figura 2.2 Guía en abierto con material.....	84
Figura 2.3 Circuito equivalente de cable coaxial con material.....	84
Figura 2.4 Montaje del cable coaxial en cortocircuito.....	85
Figura 2.5 Guía en abierto con material.....	87
Figura 2.6 Guía de ondas rellena de una muestra dieléctrica a lo largo de una longitud conocida de esta	88
Figura 2.7 Montaje de guía cortocircuitada.....	88
Figura 2.8 Cámara semianecoica	90
Figura 2.9 Montaje método reflexión en cortocircuito	91
Figura 2.10 Montaje reflexión cortocircuitada desplazable.....	92
Figura 2.11 Montaje del método de reflexión biestático.....	93
Figura 2.12 Múltiples reflexiones producidas en el material debido al espesor	94
Figura 2.13 Montaje método elipsométrico	96
Figura 2.14 Elipse de polarización de la señal recibida.....	97
Figura 2.15 Montaje método antenas transmisión biestático	98
Figura 2.16 Transmisión biestático en el espacio libre	99
Figura 2.17 Cavidad resonante rectangular con material.....	100
Figura 2.18 Resonador cilíndrico con material.....	102
Figura 4.1 Distancia entre las dos antenas	115
Figura 4.2 Cámara semianecoica del laboratorio del DIAC en la EUITT	117
Figura 4.3 Analizador de redes vectorial 8720 C HP del laboratorio del DIAC	118
Figura 4.4 Kit de calibración.....	119
Figura 4.5 Estándares de calibración "OPEN", "SHORT", "MATCH" y transiciones	120
Figura 4.6 Cable coaxial MICRO-COAX UFA210A.....	120
Figura 4.7 Paso 1 del calibrado	121
Figura 4.8 Paso 2 del calibrado	121



Figura 4.9 Paso 3 del calibrado	122
Figura 4.10 Paso 4 del calibrado	122
Figura 4.11 Paso 5 del calibrado	123
Figura 4.12 Montaje para la calibración de los parámetros en reflexión	124
Figura 4.13 Montaje para la calibración de los parámetros de transmisión	124
Figura 4.14 Paso 7 del calibrado	125
Figura 4.15 Paso 8 del calibrado	126
Figura 4.16 Antenas de bocina piramidal.....	127
Figura 4.17 Motor y escala manual de las antenas	128
Figura 4.18 Esquema de las dimensiones de la antena de bocina piramidal	128
Figura 4.19 Cable coaxial MICRO-COAS UFA210A.....	129
Figura 4.20 Conector SMA del cable coaxial.....	130
Figura 4.21 Conector tipo N del cable coaxial	130
Figura 4.22 Cámara semianecoica del laboratorio de DIAC en la EUITT	131
Figura 4.23 USB/GPIB Aligent 82357A.	132
Figura 4.24 Transición guía-coaxial	133
Figura 4.25 Situación en el montaje de la transición guía-coaxial.....	134
Figura 4.26 Analizador de redes 8720C.....	135
Figura 4.27 Ordenador Pentium 3	136
Figura 5.1 Esquema del montaje.....	140
Figura 5.2 Montaje real del experimento	140
Figura 5.3 Múltiples reflexiones producidas en el material debido al espesor	142
Figura 5.4 Montaje método biestático	143
Figura 5.5 Muestra colocada en el soporte	145
Figura 5.6 Antenas polarizadas a 0 grados	146
Figura 5.7 Diagrama de flujo para el proceso de la información.....	149
Figura 5.8 Diagrama de flujo de la función mainS.....	150



Índice de tablas

Tabla 1.1: Espectro electromagnético	29
Tabla 1.2 Velocidad y constante de propagación	40
Tabla 3.1 Plásticos y vidrios caracterizados.....	108
Tabla 3.2 Maderas caracterizadas.....	109
Tabla 3.3 Losas caracterizadas.....	110
Tabla 3.4 Plancha metálica.....	110
Tabla 6.1 Valor de la permitividad de cada material	182
Tabla 6.2 Comparativa de la permitividad entre métodos anteriores y el método de este proyecto	183

Índice de gráficas

Gráfica 1.1 Diagrama de radiación bidimensional en coordenadas polares.....	56
Gráfica 1.2 Diagrama de radiación bidimensional en coordenadas cartesianas.....	56
Gráfica 1.3 Parámetros del diagrama de radiación	58
Gráfica 4.1 Relación de las pérdidas de inserción con la frecuencia del cable coaxial.....	130
Gráfica 6.1 Módulo del S₁₁ para S001A.....	158
Gráfica 6.2 Resultado final del módulo del S₁₁ para S001A	159
Gráfica 6.3 Módulo del S₁₁ para S002A.....	159
Gráfica 6.4 Resultado final del módulo del S₁₁ para S002A	160
Gráfica 6.5 Módulo del S₁₁ para S003A.....	161
Gráfica 6.6 Resultado final del módulo del S₁₁ para S003A	161
Gráfica 6.7 Módulo del S₁₁ para M005A.....	162
Gráfica 6.8 Resultado final del módulo del S₁₁ para M005A.....	163
Gráfica 6.9 Módulo del S₁₁ para M007A.....	163
Gráfica 6.10 Resultado final del módulo del S₁₁ para M007A	164
Gráfica 6.11 Módulo del S₁₁ para M008A.....	165
Gráfica 6.12 Resultado final del módulo del S₁₁ para M008A	165
Gráfica 6.13 Módulo del S₁₁ para M009A.....	166
Gráfica 6.14 Resultado final del módulo del S₁₁ para M009A.....	167
Gráfica 6.15 Módulo del S₁₁ para M010A.....	167
Gráfica 6.16 Resultado final del módulo del S₁₁ para M010A	168
Gráfica 6.17 Módulo del S₁₁ para L016A	169
Gráfica 6.18 Resultado final del módulo del S₁₁ para L016A	169
Gráfica 6.19 Módulo del S₂₁ para S001A	170
Gráfica 6.20 Resultado final del módulo del S₂₁ para S001A.....	171





Gráfica 6.21 Módulo del S21 para S002A	171
Gráfica 6.22 Resultado final del módulo del S21 para S002A.....	172
Gráfica 6.23 Módulo del S21 para S003A	173
Gráfica 6.24 Resultado final del módulo del S21 para S003A.....	173
Gráfica 6.25 Módulo del S21 para M005A.....	174
Gráfica 6.26 Resultado final del módulo del S21 para M005A.....	175
Gráfica 6.27 Módulo del S21 para M007A.....	175
Gráfica 6.28 Resultado final del módulo del S21 para M007A.....	176
Gráfica 6.29 Módulo del S21 para M008A.....	177
Gráfica 6.30 Resultado final del módulo del S21 para M008A.....	177
Gráfica 6.31 Módulo del S21 para M009A.....	178
Gráfica 6.32 Resultado final del módulo del S21 para M009A.....	179
Gráfica 6.33 Módulo del S21 para M010A.....	179
Gráfica 6.34 Resultado final del módulo del S21 para M010A.....	180
Gráfica 6.35 Módulo del S21 para L016A	181
Gráfica 6.36 Resultado final del módulo del S21 para L016A	181





INTRODUCCIÓN





0. INTRODUCCIÓN

En los últimos años se ha despertado un gran interés por la tecnología relacionada con las microondas, algún ejemplo cotidiano puede ser las redes locales inalámbricas (LAN), los radares, el horno microondas, etc. Para que el funcionamiento de estos dispositivos sea el adecuado, es necesario conocer las características de los materiales sobre los cuales van a incidir las ondas. Por lo tanto, es necesario conocer la permitividad relativa o constante dieléctrica (ϵ_R) de estos materiales. La permitividad relativa o constante dieléctrica es una medida de la relativa permitividad estática de un material, que se define como la estática permitividad dividido por la constante eléctrica. Se trata de una propiedad macroscópica de un medio dieléctrico relacionado con la permitividad eléctrica del medio.

Para determinar la permitividad relativa o constante dieléctrica (ϵ_R) de los materiales, como suele ser habitual hay diferentes métodos o vías. En este proyecto se va a poner en práctica el método elipsométrico, utilizado en antenas de bocina que trabajan entre 8 y 12 GHz. A esta frecuencia se obtendrá el parámetro (S_{21}) y posteriormente se procederá a obtener la permitividad de cada uno de los materiales que se van a estudiar.

Este proyecto se ha dividido en varios apartados. En el primero de ellos se realiza una pequeña introducción teórica necesaria para la correcta comprensión del trabajo a realizar. Posteriormente, se mostrarán una serie de tablas detalladas con los materiales que se van a utilizar en el proyecto para su caracterización, incluyendo algunos detalles de éstos como por ejemplo su grosor. Finalmente se explicarán todos los elementos utilizados para la elaboración del proyecto así como el método y la técnica utilizada. También se mostrarán una serie de gráficas que se han obtenido al realizar las medidas oportunas. Para concluir el proyecto se alcanzaran una serie de conclusiones.

El cierre del proyecto se hace con una bibliografía utilizada y un anexo. Este anexo contiene todos los programas que se han utilizado a la hora de procesar las medidas.







BASE TEÓRICA





1. BASE TEÓRICA

Uno de los temas que han tenido siempre mucha relevancia en el mundo de la física y sobre todo en el mundo de las telecomunicaciones es el estudio de las propiedades electromagnéticas de los materiales y sus aplicaciones. Los principios físicos que rigen las interacciones entre los materiales y los campos electromagnéticos se estudiarán en las dos posibles situaciones, a escala microscópica y macroscópica.

Las bandas de energía de los electrones y el momento magnético de los átomos y moléculas se estudian a escala microscópica, mientras que a escala macroscópica nos ocuparemos de la respuesta que los materiales tienen al ser expuestos a un campo electromagnético.

También se realizará un análisis de las propiedades generales de los materiales electromagnéticos, lo que engloba a los materiales dieléctricos, semiconductores, conductores...

Al contrario de la tecnología que decide cómo se pueden utilizar los materiales electromagnéticos, la ciencia estudia el por qué los materiales se comportan de un modo determinado.

La respuesta de los materiales a los campos electromagnéticos está principalmente determinada por el desplazamiento de sus electrones libres debido a los campos eléctricos, y a la orientación de su momento atómico debido al campo magnético.

El avance en el conocimiento y en la utilización de materiales electromagnéticos ha sido posible gracias a la comprensión de la interacción entre los materiales y los campos electromagnéticos a través de métodos tanto teóricos como experimentales. La importancia de la investigación acerca de las propiedades electromagnéticas de los materiales a frecuencia de microondas puede entenderse si pensamos en los aspectos que siguen.

El estudio de las propiedades electromagnéticas de los materiales a frecuencia de microondas es un campo de la física muy estudiado. Todo el conocimiento ha





sido adquirido gracias a diferentes estudios acerca de métodos de medición con microondas. Esto ha ayudado a nuestro conocimiento sobre las propiedades tanto microscópicas como macroscópicas. Actualmente el estudio de las propiedades electromagnéticas de los materiales a frecuencia de microondas no se ha completado, este hecho supone un obstáculo para el desarrollo de la electrónica de microondas. La mayor parte del esfuerzo realizado se ha centrado en el estudio de las propiedades en microondas de los superconductores debido a sus prometedoras aplicaciones en la electrónica de microondas.

1.1. ESCALA MICROSCÓPICA

Las propiedades eléctricas de los materiales están principalmente determinadas por las bandas energéticas del electrón en cada material. Dependiendo del espacio (gap) de energía entre la banda de valencia y la banda de conducción los materiales se pueden clasificar en aislantes, semiconductores y conductores. Dependiendo de la respuesta que tenga el momento magnético a un campo magnético podremos clasificar los materiales en: diamagnéticos, paramagnéticos y materiales ordenados magnéticamente. Si nos fijamos el spin de sus electrones, y su órbita alrededor del núcleo, el átomo tendrá un momento magnético.

1.2. ESCALA MACROSCÓPICA

En nuestro caso en particular, el interés reside en el comportamiento y caracterización macroscópicos; en esta situación las magnitudes vectoriales E y H son las magnitudes que caracterizan la excitación y D , J y B la respuesta. En las ecuaciones constitutivas las respuestas van a depender del medio considerado, desde una relación de proporcionalidad para medios lineales, isótropos, homogéneos y en reposo hasta funciones integrales dependientes del tiempo para poder incluir toda la historia del medio anterior al instante considerado. Para





campos con dependencia temporal armónica, estas ecuaciones se suelen escribir de la siguiente forma:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

Estas ecuaciones representan lo que está centrado en este proyecto, que es la respuesta del medio al campo eléctrico y magnético respectivamente. Ambas coexisten formando parte de la respuesta global del medio al campo electromagnético. ϵ , σ y μ son magnitudes características de cada medio, pero que pueden depender de la frecuencia (medios dispersivos), del campo aplicado (medios no lineales), de la dirección de éste (medios anisótropos) y del punto considerado (medio no homogéneos).

Hasta el momento no se ha realizado ningún estudio general que sirva globalmente para todos los medios, sería prácticamente imposible. Resulta más útil analizar el problema del modo en que se presente normalmente; por ejemplo los materiales dieléctricos que normalmente llevamos a estudio son lineales, isótropos y homogéneos, por tanto, nos limitaremos a los dieléctricos de estas características.

Una consideración a tener muy en cuenta es el hecho de que causa (\vec{E}, \vec{H}) y respuesta $(\vec{D}, \vec{J}, \vec{B})$ no siempre están en fase respecto a su variación temporal, por tanto, debemos admitir la posibilidad de que ϵ , σ y μ sean magnitudes complejas:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$$

$$\sigma = \sigma' + j\sigma''$$

$$\mu = \mu' - j\mu''$$

Considerando que todas las ecuaciones coexisten formando parte de la respuesta global del medio al campo electromagnético cabe plantearse si dentro de la respuesta eléctrica las dos ecuaciones son compatibles. La respuesta a esta



pregunta junto con el modo de discriminar entre un conductor y un dieléctrico se explica a continuación:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} = j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')\vec{E} + (\sigma' + j\sigma'')\vec{E} = j(\omega\varepsilon' + \sigma'')\vec{E} + (\sigma' + \omega\varepsilon'')\vec{E}$$

Las dos contribuciones a la corriente total en un medio son posibles de identificar gracias a la Ley de Ampère. La corriente de desplazamiento, \vec{J}_D , procede de cargas ligadas. La de conducción, \vec{J}_C , procede de cargas libres, Ambas son proporcionales al campo eléctrico.

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} = \vec{J}_D + \vec{J}_C = \sigma_{eff}\vec{E}$$

De aquí sacamos que

$$\sigma_{eff} = (\sigma' + \omega\varepsilon'') + j(\sigma'' + \omega\varepsilon')$$

También sería válido si escribimos

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon_{eff}\vec{E}$$

Tenemos que

$$\varepsilon_{eff} = \left(\varepsilon' + \frac{\sigma''}{\omega} \right) - j \left(\varepsilon'' + \frac{\sigma'}{\omega} \right)$$

Como conclusión se puede decir que para caracterizar un medio microscópicamente es necesario una magnitud compleja para la parte eléctrica y otra para la magnética. El hecho de que aparezcan dos magnitudes complejas relacionadas con la caracterización eléctrica es debido a que representan mecanismos microscópicos distintos. σ está relacionado con la presencia de cargas móviles en el material, σ' con las pérdidas de energía por choques con los átomos del material y σ'' con la energía almacenada en el movimiento trasnacional de las cargas móviles; ε está relacionada con la aparición de dipolos en el material, ε' con la energía de formación de los dipolos y ε'' con las pérdidas de energía debido a la interacción dipolar con el entorno. Microscópicamente el efecto de ε' y σ'' por un lado, y el de ε'' y σ' por otro, no se pueden diferenciar y sólo se utiliza una magnitud compleja, cuya parte real e imaginaria engloban los pares de





mecanismos; por tanto se utiliza la conductividad efectiva o la permitividad efectiva según el mecanismo dominante.

Según la respuesta que presenten los materiales, si se ciñe a la práctica, podemos clasificarlos en:

- Dieléctricos: materiales cuya conductividad es muy pequeña y su respuesta magnética muy débil. Estos materiales se caracterizan mediante la permitividad compleja.
- Conductores: materiales cuya conductividad es muy grande, los campos en su interior muy pequeños. Su respuesta dieléctrica es inapreciable y la magnética muy débil.
- Materiales magnéticos: su respuesta magnética es importante y condicionará perfectamente su comportamiento electromagnético.

En este proyecto se va a centrar en el estudio de los materiales dieléctricos en el espacio libre.

1.2.1. DIELECTRICOS

Como ya se ha dicho anteriormente, un dieléctrico es un material que posee una conductividad nula o muy pequeña y con una respuesta magnética muy débil, por tanto tomamos $\mu \approx \mu_0$. Internamente, su estructura, se caracteriza por la fuerte interacción de las partículas atómicas y moleculares de forma que la aplicación de un campo eléctrico externo no modifica casi la distribución de cargas, produciendo solamente una pequeña reordenación con la aparición de dipolos eléctricos. A este fenómeno se le conoce con el nombre de polarización del dieléctrico, y existen varios mecanismos. En nuestro caso supondremos que el dieléctrico es lineal, isótropo y homogéneo.

- Polarización por distorsión: cuando no existe un campo externo el centro de masas de cargas atómicas positivas y negativas coincide. Al aplicar un campo eléctrico externo el centro de las masas de cargas negativas se desplaza ligeramente apareciendo un dipolo atómico inducido.
- Polarización por orientación: Algunos materiales poseen el centro de masas de las cargas positivas desplazado con respecto al de las negativas





prestando un momento dipolar permanente, exista o no campo eléctrico. Cuando no se aplica ningún campo eléctrico la orientación de los dipolos moleculares es al azar y no producen ningún efecto macroscópico. La aplicación de un campo externo produce una orientación de los dipolos.

El fenómeno de la polarización se caracteriza mediante el vector de polarización \vec{P} , que depende del campo eléctrico aplicado:

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi_e \vec{E}$$

Donde χ_e es la susceptibilidad eléctrica.

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} = \epsilon_0 (1 + \chi_e) \vec{E} = \epsilon \vec{E}$$

En el momento en el que el campo que se aplica es variable con el tiempo los dipolos intentan seguir las variaciones del campo. Lamentablemente su respuesta no es instantánea y depende de la inercia propia de los dipolos y de la interacción con partículas vecinas. Para campos armónicos los dipolos siguen las variaciones del campo eléctrico mientras el tiempo de respuesta es menor que el período del campo (baja frecuencia). Cuando son comparable, los dipolos siguen al campo eléctrico con un cierto retraso que se traduce en un desfase temporal entre \vec{P} o \vec{D} y \vec{E} , lo que viene caracterizado por la permitividad compleja. Por último, cuando el periodo es mucho menor que el tiempo de respuesta, los dipolos no pueden seguir al campo y dejan orientados al azar (dipolos por orientación). Como el tiempo de respuesta es distinto para cada tipo de dipolo, este proceso ocurre a periodos distintos o lo que es lo mismo a frecuencias distintas dando lugar a una variación de la permitividad con la frecuencia que se conoce como dispersión dieléctrica. Para los dipolos generados por orientación tiene lugar en la banda de radiofrecuencias y microondas, para los iónicos a microondas e infrarrojo y para los electrónicos en el ultravioleta.



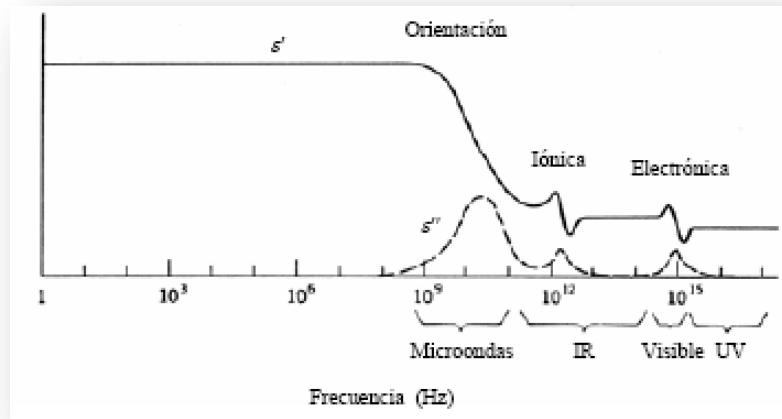


Figura 1.1 Permitividad dieléctrica en función de la frecuencia

En esta figura se representa la dispersión dieléctrica y se puede observar que la parte real de la permitividad, ϵ' , presenta escalones en algunas bandas de frecuencia, cada uno de los cuales representan la desaparición, al aumentar la frecuencia, de un tipo de contribución dipolar. La parte imaginaria, ϵ'' , presenta máximos en las mismas bandas de frecuencia que corresponde a un aumento de la energía electromagnética transferida al material a través de las interacciones de los dipolos con el entorno, que se opone a las variaciones de su dirección y sentido.

Sería correcto decir, por tanto, que desde el punto de vista macroscópico, ϵ' caracteriza la capacidad de polarización y de almacenar energía del dieléctrico. La parte imaginaria, ϵ'' , representa la pérdida de energía debida a los mecanismos de interacción de los dipolos con el entorno que generan el desfase de la respuesta.

Por tanto, la parte real representa el mecanismo de polarización más el posible almacenamiento de energía en el movimiento trasnacional de las cargas móviles que puedan existir y la parte imaginaria incluye todos los procesos de pérdida de energía existentes.

1.3. ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS

La definición de una onda electromagnética es la perturbación simultánea de los campos eléctricos y magnéticos existentes en una misma región. Jame C. Maxwell fue quien descubrió las ondas electromagnéticas. Las ondas originadas por los campos eléctricos y magnéticos son de carácter transversal, encontrándose en fase, pero estando las vibraciones accionadas en planos perpendiculares entre sí.

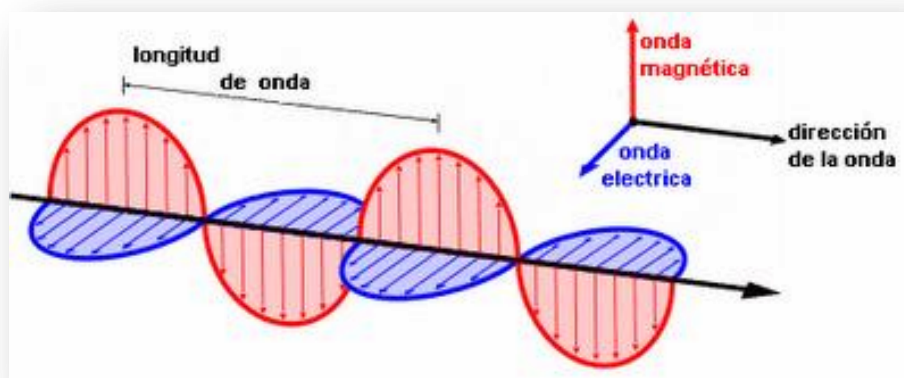


Figura 1.2 Onda electromagnética

En el momento en el que las ondas electromagnéticas se organizan en un continuo de acuerdo a sus longitudes podemos obtener el espectro electromagnético en donde las ondas más largas (longitudes desde metros a kilómetros) se encuentran en un extremo (Radio) y las más cortas en el otro (longitudes de onda de una billonésima de metro, Gamma). Se puede observar en la siguiente figura.



	Longitud de onda (m)	Frecuencia (Hz)	Energía (J)
Rayos gamma	< 10 pm	> 30,0 EHz	< $19,9 \cdot 10^{-25} J$
Rayos X	< 10 pm	> 30,0 PHz	> $19,9 \cdot 10^{-18} J$
Ultravioleta Extremo	< 200 nm	> 1,5 PHz	> $933 \cdot 10^{-21} J$
Ultravioleta Cercano	< 380 nm	> 789 THz	> $523 \cdot 10^{-21} J$
Luz Visible	< 780 nm	> 384 THz	> $255 \cdot 10^{-21} J$
Infrarrojo Cercano	< 2,5 μm	> 120 THz	> $79,5 \cdot 10^{-21} J$
Infrarrojo Medio	< 50 μm	> 6,00 THz	> $3,98 \cdot 10^{-21} J$
Infrarrojo Lejano/Submilimétrico	< 1 mm	> 300 GHz	> $199 \cdot 10^{-24} J$
Microondas	< 30 cm	> 300 MHz	> $1,99 \cdot 10^{-24} J$
Ultra Alta Frecuencia Radio	< 1 m	> 30 MHz	> $1,99 \cdot 10^{-25} J$
Muy Alta Frecuencia Radio	< 10 m	> 1,7 MHz	> $2,05 \cdot 10^{-26} J$
Onda Corta Radio	< 180 m	> 1,7 MHz	> $1,13 \cdot 10^{-27} J$
Onda Media (AM) Radio	< 650 m	> 650 kHz	> $4,31 \cdot 10^{-28} J$
Onda Larga Radio	< 10 km	> 30 kHz	> $1,98 \cdot 10^{-29} J$
Muy Baja Frecuencia Radio	> 10 km	< 30 kHz	> $1,99 \cdot 10^{-29} J$

Tabla 1.1: Espectro electromagnético



Una característica muy interesante de las ondas electromagnéticas es que no necesitan un medio material para propagarse; pueden atravesar el espacio desplazándose en el vacío a una velocidad aproximada de 300.000 km/s. Todas las radiaciones del espectro electromagnético presentan las propiedades típicas del movimiento ondulatorio, como la difracción y la interferencia. Las longitudes de onda van desde billonésimas de metro hasta muchos kilómetros. La longitud de onda (λ) y la frecuencia (f) de las ondas electromagnéticas, relacionadas mediante la expresión $\lambda \cdot f = c$, son importantes para determinar su energía, su visibilidad, su poder de penetración y otras características.

1.4. ECUACIONES DE MAXWELL

Las ecuaciones de Maxwell es un concepto tan famoso y utilizado en el mundo de las telecomunicaciones que parece un insulto no hacer mención de ellas en un proyecto de telecomunicaciones. Son un conjunto de cuatro ecuaciones que describen por completo los fenómenos electromagnéticos. La gran contribución de James Clerk Maxwell fue reunir en estas ecuaciones largos años de resultados experimentales, debidos a Coulomb, Gauss, Ampere, Faraday y otros, introduciendo los conceptos de campo y corriente de desplazamiento, y unificando los campos eléctricos y magnéticos en un solo concepto: el campo electromagnético.

1.4.1. LEY DE GAUSS

La ley de Gauss explica la relación que existe entre el flujo del campo eléctrico y una superficie cerrada. Se define como flujo eléctrico (Φ) a la cantidad de fluido eléctrico que atraviesa una superficie dada. Análogo al flujo de la mecánica de fluidos, este fluido eléctrico no transporta materia, pero ayuda a analizar la cantidad de campo eléctrico (\vec{E}) que pasa por una superficie. Matemáticamente se la expresa como:

$$\Phi = \oint_S \vec{E}_{(r)} \cdot d\vec{s}$$





La ley dice que el flujo del campo eléctrico a través de una superficie cerrada es igual al cociente entre la carga (q) o la suma de las cargas que hay en el interior de la superficie y la permitividad eléctrica en el vacío (ϵ_0), así:

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = \frac{q}{\epsilon_0}$$

La forma diferencial de la ley de Gauss es

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0}$$

Donde ρ es la densidad de carga. Esta expresión es para una carga en el vacío, para casos generales se debe introducir una cantidad llamada densidad de flujo eléctrico (\vec{D}) y nuestra expresión obtiene la forma:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho$$

1.4.2. LEY DE GAUSS PARA EL CAMPO MAGNÉTICO

Los campos magnéticos, a diferencia de los eléctricos, no comienzan y terminan en cargas diferentes. Esta ley primordialmente indica que las líneas de los campos magnéticos deben ser cerradas. En otras palabras, se dice que sobre una superficie cerrada, sea cual sea ésta, no seremos capaces de encerrar una fuente o sumidero de campo, esto expresa la no existencia del monopolio magnético. Matemáticamente esto se expresa así:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$$

Donde \vec{B} es la densidad de flujo magnético, también llamada inducción magnética.

Su forma integral equivalente:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$$

Como en la forma integral del campo eléctrico, esta ecuación sólo funciona si la integral está definida en una superficie cerrada.



1.4.3. LEY DE FARADAY-LENZ

Otra de las leyes importantes en el mundo de las telecomunicaciones es la ley de Faraday. Trata sobre la inducción electromagnética, la cual origina una fuerza electromotriz en un campo magnético. Esta ley es muchas veces llamada como ley de Faraday-Lenz, debido a que Heinrich Lenz descubrió ésta inducción de manera separada a Faraday pero casi simultánea. Lo primero que se debe introducir es la fuerza electromotriz (ε), si tenemos un campo magnético variable con el tiempo, una fuerza electromotriz es inducida en cualquier circuito eléctrico; y esta fuerza es igual a menos la derivada temporal del flujo magnético, así:

$$\varepsilon = -\frac{d\phi_B}{dt}$$

Como el campo magnético es dependiente de la posición tenemos que el flujo magnético es igual a:

$$\phi_B = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

Además, el que exista fuerza electromotriz indica que existe un campo eléctrico que se representa como:

$$\varepsilon = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

Con lo que finalmente se obtiene la expresión de la ley de Faraday:

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$

Lo que indica que un campo magnético que depende del tiempo implica la existencia de un campo eléctrico, del que su circulación por un camino arbitrario cerrado es igual a menos la derivada temporal del flujo magnético en cualquier superficie limitada por el camino cerrado.

La forma diferencial de esta ecuación es:

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$





Esta ecuación relaciona los campos eléctrico y magnético, pero tiene también muchas otras aplicaciones prácticas. Esta ecuación describe cómo los motores eléctricos y los generadores eléctricos funcionan. Más precisamente, demuestra que un voltaje puede ser generado variando el flujo magnético que atraviesa una superficie dada.

1.4.4. LEY DE AMPÈRE GENERALIZADA

Ampère formuló una relación para un campo magnético inmóvil y una corriente eléctrica que no varía en el tiempo. La ley de Ampère nos dice que la circulación en un campo magnético (\vec{B}) a lo largo de una curva cerrada C es igual a la densidad de corriente (\vec{J}) sobre la superficie encerrada en la curva C , matemáticamente así:

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S}$$

Donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío.

Pero cuando a esta relación se la considera con campos que sí varían a través del tiempo llega a cálculos erróneos, como el de violar la conservación de la carga. Maxwell corrigió esta ecuación para lograr adaptarla a campos no estacionarios y posteriormente pudo ser comprobada experimentalmente. Maxwell reformuló esta ley así:

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{d}{dt} \int_S \vec{E} \cdot d\vec{S}$$

En el caso específico estacionario esta relación corresponde a la ley de Ampère, además confirma que un campo eléctrico que varía con el tiempo produce un campo magnético y además es consecuente con el principio de conservación de la carga.

En forma diferencial, ésta ecuación toma la forma:

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = \mu_0 \vec{J} + \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$



1.4.5. EN MEDIOS MATERIALES

En el caso que las cargas estén en medios materiales, y asumiendo que éstos son lineales, homogéneos, isótropos y no dispersivos, podemos encontrar una relación entre los vectores intensidad e inducción a través de dos parámetros conocidos como permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$$

1.4.6. CONDICIONES DE CONTORNO

Las ecuaciones de Maxwell determinan las condiciones de contorno que deben cumplir los campos en la frontera cuando trabajamos en dos medios distintos. Sus expresiones son:

$$\hat{n} \times (\vec{E}_2 - \vec{E}_1)|_S = 0$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1)|_S = \sigma$$

$$\hat{n} \cdot (\vec{B}_2 - \vec{B}_1)|_S = 0$$

$$\hat{n} \times (\vec{H}_2 - \vec{H}_1)|_S = \vec{J}_S$$

Donde \hat{n} es el vector normal a la frontera de los dos medios.

1.5. PARÁMETROS QUE CARACTERIZAN EL MEDIO

Los parámetros electromagnéticos que definen un medio al paso de una onda electromagnética son la conductividad (S/m), la permitividad dieléctrica ϵ (F/m) y permeabilidad magnética μ (H/m). A partir de estos tres se definen la longitud de onda (m), la velocidad de propagación de la onda (m/s), la profundidad de penetración (m) y la impedancia característica del medio (Ω).





1.5.1. CONDUCTIVIDAD

La definición de conductividad nos dice que cuando la encontramos en un medio nos proporciona una medida de la respuesta de sus cargas libres en presencia de un campo eléctrico externo, siendo el factor de proporcionalidad entre el campo libre aplicado y la densidad de volumen de corriente debido al movimiento de estas cargas libres. Es decir, proporciona una medida de la capacidad de un material de conducir corriente eléctrica. Según la ley de Ohm:

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E}$$

Donde \vec{E} es el campo eléctrico externo aplicado, \vec{J} es la densidad volúmica de corriente debido a las cargas libres y σ es la conductividad del material que se expresa en S/m.

Generalmente se puede distinguir entre materiales conductores, semiconductores y aislantes. Pertenecen al primer grupo aquellos materiales cuya conductividad es mayor a 10^5 S/m, mientras que materiales que presentan una conductividad menor a 10^{-8} S/m se clasifican como aislantes, siendo los semiconductores aquellos cuya conductividad se encuentra entre estos dos valores.

1.5.2. PERMITIVIDAD DIELECTRICA

La permitividad dieléctrica absoluta es una constante de proporcionalidad entre la intensidad del campo eléctrico externo aplicado y el vector desplazamiento eléctrico, \vec{D} :

$$\vec{D} = \varepsilon \cdot \vec{E}$$

La permitividad absoluta ε (medida en el S.I. en F/m), se define como el producto entre una permitividad relativa del material ε_r , que es una constante adimensional y la permitividad dieléctrica en el vacío ε_0 . Siendo el cociente de los campos D/E en ese medio.

$$\varepsilon = \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0$$

Siendo ε_0 el cociente de los campos D/E en ese medio.





$$\varepsilon_0 = \frac{D}{E} = \frac{1}{c^2 \cdot \mu} = 8.541878176 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$$

La permitividad dieléctrica relativa ε_r (medida en el S.I. en F/m), es una constante que da una medida de la capacidad de polarización de un material en presencia de un campo eléctrico. Genera un valor de la respuesta estática del material cuando está en presencia de un campo eléctrico externo. La constante dieléctrica relativa del vacío es 1.

La definición del componente real y del componente imaginario de la permitividad dieléctrica es la siguiente:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$$

La constante dieléctrica ε' o a componente real de la permitividad, posee la habilidad para relacionar la capacidad de una sustancia y su habilidad para almacenar energía eléctrica.

El factor de pérdidas del dieléctrico ε'' o la parte imaginaria, está relacionado con varios mecanismos de absorción de energía disipada y es siempre un número positivo y normalmente mucho más pequeño que ε' . Si el material es de bajas pérdidas, ε'' es aproximadamente cero.

La tangente de pérdidas es una relación existente entre la parte real y la parte imaginaria de la permitividad y se define como:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

1.5.3. PERMEABILIDAD MAGNÉTICA

Algunos materiales se magnetizan cuando se coloca en un campo magnético. La capacidad de un material a ser magnetizado se llama permeabilidad magnética. Un ejemplo de esto es frotar un trozo de hierro con un imán. El hierro se convertirá en magnetizado y empezará a tener su propio campo magnético.

Muchas sustancias, incluso el agua, tienen un grado de permeabilidad magnética. Cuando un material se coloca en un campo magnético, que interactúa con el campo en una y otra manera. La permeabilidad de una sustancia se describe





como la forma en que responde el material y los efectos del campo en el material. Una sustancia con una permeabilidad magnética o bien magnetizará sí mismo en la dirección del campo o en oposición a ella. Así, dependiendo de la permeabilidad, la sustancia o será atraído o repelido por el campo.

La permeabilidad magnética es la capacidad de una sustancia o medio para atraer y hacer pasar a través de sí los campos magnéticos. Este parámetro (μ) es el que relaciona la inducción magnética \vec{B} , con la intensidad de campo magnético \vec{H} .

$$\mu = \frac{B}{H}$$

Se mide en H/m y se puede escribir como el producto entre la permeabilidad magnética del vacío ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$) y la permeabilidad relativa del material:

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$$

Los materiales se pueden clasificar según su permeabilidad magnética relativa en:

- ferromagnéticos, cuyo valor de permeabilidad magnética relativa es muy superior a 1.
- paramagnéticos o no magnéticos, cuya permeabilidad relativa es aproximadamente 1 (se comportan como el vacío).
- diamagnéticos, de permeabilidad magnética relativa inferior a 1.

1.5.4. LONGITUD DE ONDA

La longitud de una onda es el período espacial o la distancia que hay de pulso a pulso. Normalmente se consideran 2 puntos consecutivos que poseen la misma fase: 2 máximos, 2 mínimos, 2 cruces por cero.

Por ejemplo, la distancia recorrida por la luz azul (que viaja a 299.792.458 m/s) durante el tiempo transcurrido entre 2 máximos consecutivos de su campo eléctrico o magnético, es la longitud de onda de esa luz azul.



Hay diferentes tipos de ondas como las ondas transversales y las ondas longitudinales. Las ondas transversales son aquellas en las que las partículas del medio vibran perpendicularmente a la dirección de propagación de la onda. Las ondas longitudinales las podemos observar con mayor y mejor facilidad en un resorte, pues cuando éste se deforma y es liberado, se produce una vibración y las partículas del medio se mueven en la misma dirección de propagación (resorte).

La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia, por lo que a menor longitud de onda mayor frecuencia y viceversa.

La longitud de onda se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

- λ = longitud de onda de la luz.
- c = velocidad de la luz en el vacío (300,000 Km./seg).
- f = frecuencia.

Las únicas ondas capaces de transmitirse a través del vacío son las ondas electromagnéticas. Cuando éstas penetran en un medio material, como puede ser el aire o un sólido, su longitud de onda se ve reducida de forma proporcional al índice de refracción n de dicho material, mientras que su frecuencia disminuye pues la constante de la velocidad de la luz debe quedar invariante. La longitud de onda en dicho medio (λ') viene dada por:

$$\lambda' = \frac{\lambda_0}{n} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}$$

donde:

- λ_0 es la longitud de onda en el vacío
- n es el índice de refracción del material.
- ϵ es la permitividad relativa del material

1.5.5. VELOCIDAD DE PROPAGACIÓN

La velocidad de fase de una onda es la tasa a la cual la fase de la misma se propaga en el espacio. Si tomamos una fase en particular de la onda (por ejemplo un máximo), ésta parecerá estar viajando a dicha velocidad. La velocidad de fase





está dada en términos de la velocidad angular de la onda ω y de la constante de fase de la onda β por la relación:

$$v = \frac{\omega}{\beta}$$

Todas las ondas tienen una velocidad de propagación finita, en cuyo valor influyen las fuerzas recuperadoras elásticas del medio y determinados factores de la masa del medio: la densidad lineal en las cuerdas; la profundidad del agua bajo la superficie, o el coeficiente adiabático, la masa molecular y la temperatura en el caso de la propagación del sonido en un gas.

El sonido, a diferencia de otras “perturbaciones” que se propagan en medios materiales, lo hace tridimensionalmente, es decir la “perturbación” llega a cualquier punto del espacio.

Dependiendo de cada material la velocidad y la constante de propagación adaptan diferentes formas, tal como se expresa en la siguiente tabla.



Medio	Velocidad	Constante de propagación
Espacio libre	$v = c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{\omega}{\beta}$ $\approx 30 \text{ cm/ns}$	$\gamma = i\beta (\text{m}^{-1})$
Dieléctrico perfecto	$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}$ $= \frac{\omega}{\beta} (\text{m/s})$	$\gamma = i\beta =$ $= i\omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon_r \mu_r} (\text{m}^{-1})$
Dieléctrico $\epsilon = \epsilon' - i \frac{\sigma}{\omega}$	$v = \frac{\omega}{\beta} (\text{m/s})$	$\gamma = \alpha + i\beta =$ $i\omega \sqrt{\mu \epsilon'} \left(\sqrt{1 - i \frac{\sigma}{\omega \epsilon'}} \right) (\text{m}^{-1})$
Dieléctrico de bajas pérdidas $P = \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \ll 1$	$v = \frac{\omega}{\beta} (\text{m/s})$	$\gamma = \alpha + i\beta =$ $i\omega \sqrt{\mu \epsilon'} \left(1 - i \frac{\sigma}{2\omega \epsilon'} \right) (\text{m}^{-1})$
Buen conductor $P = \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} \gg 1$	$v = \frac{\omega}{\beta} (\text{m/s})$	$\gamma = \alpha + i\beta \approx$ $\approx \sqrt{\pi f \mu \sigma} (1 + i) (\text{m}^{-1})$

Tabla 1.2 Velocidad y constante de propagación

1.5.6. PROFUNDIDAD DE PENETRACIÓN

Se conoce como la distancia δ a la cual la amplitud de una onda plana se reduce en un factor de ó 0.368. Se expresa en metros y define como:

$$\delta = \frac{1}{\alpha}$$

Donde α es la constante de atenuación de la onda.

1.5.7. IMPEDANCIA INTRÍNSECA DEL MEDIO

Se expresa en ohmios y se define como:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$



En medios dieléctricos, donde la conductividad es muy pequeña, se simplifica a la siguiente expresión:

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \frac{\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

Donde η_0 es la impedancia intrínseca del vacío, que vale 120π ; y ε_r la permitividad relativa del dieléctrico.

1.6. PROPIEDADES ÓPTICAS DE LAS ONDAS DE RADIO

Las ondas de radio son un tipo de radiación electromagnética. Una onda de radio tiene una longitud de onda mayor que la luz visible. Las ondas de radio se usan extensamente en las comunicaciones. Las ondas de radio tienen longitudes que van de tan solo unos cuantos milímetros (décimas de pulgadas), y pueden llegar a ser tan extensas que alcanzan cientos de kilómetros. En comparación, la luz visible tiene longitudes de onda en el rango de 400 a 700 nanómetros, aproximadamente 5.000 menos que la longitud de onda de las ondas de radio. Las ondas de radio oscilan en frecuencias entre unos cuantos kilohertzios. La radiación “infrarroja lejana” sigue las ondas de radio en el espectro electromagnético, los IR lejanos tienen un poco más de energía y menos longitud de onda que las de radio.

Las microondas, que usamos para cocinar y en las comunicaciones, son longitudes de onda de radio cortas, desde unos cuantos milímetros a cientos de milímetros. Varias frecuencias de ondas de radio se usan para la televisión y emisiones de radio FM y AM, comunicaciones militares, teléfonos móviles, radioaficionados, redes inalámbricas de computadoras, y otras numerosas aplicaciones de comunicaciones.

La mayoría de las ondas de radio pasan libremente a través de la atmósfera de la Tierra. Sin embargo, algunas frecuencias pueden ser reflejadas o absorbidas por las partículas cargadas de la ionosfera.





Nuestra sociedad contemporánea vive inmersa en la tecnología, de tal modo que no nos sorprende en absoluto el milagro de la televisión, los teléfonos móviles o las comunicaciones por satélite. Pero, en sus primeras aplicaciones las ondas de radio fueron una auténtica revolución, algo que para los profanos de la ciencia se identificaba más como un hecho sobrenatural que con un descubrimiento científico.

Las ondas que se propagan por el espacio pueden verse afectadas por efectos ópticos como la refracción, reflexión, difracción e interferencia. En nuestro caso, como se verá más adelante, haremos más hincapié a la reflexión de las ondas sobre varios materiales. Se habla de propiedades ópticas ya que como se ha dicho anteriormente las ondas de luz son ondas electromagnéticas de alta frecuencia.

1.6.1. REFRACCIÓN

La refracción electromagnética es el cambio de dirección de un rayo conforme pasa oblicuamente, de un medio a otro, con diferentes velocidades de propagación. Debido a que la velocidad de propagación es inversamente proporcional a la densidad del medio en que se propaga, la refracción ocurre siempre que una onda pasa de un medio a otro medio de diferente densidad. La figura 1.2 muestra la refracción de una onda plana en la frontera de dos medios de distinta densidad.

El ángulo de incidencia es el ángulo formado entre la onda incidente y la normal, y el ángulo de refracción es el ángulo formado entre la onda refractada y la normal.

La cantidad de inclinación depende del índice de refracción de los materiales, el cual es:

$$n = \frac{c}{v}$$

n = Índice de refracción (sin unidades)

c = Velocidad de la luz en el espacio libre ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$)

v = Velocidad de la luz en un material dado (m/s)



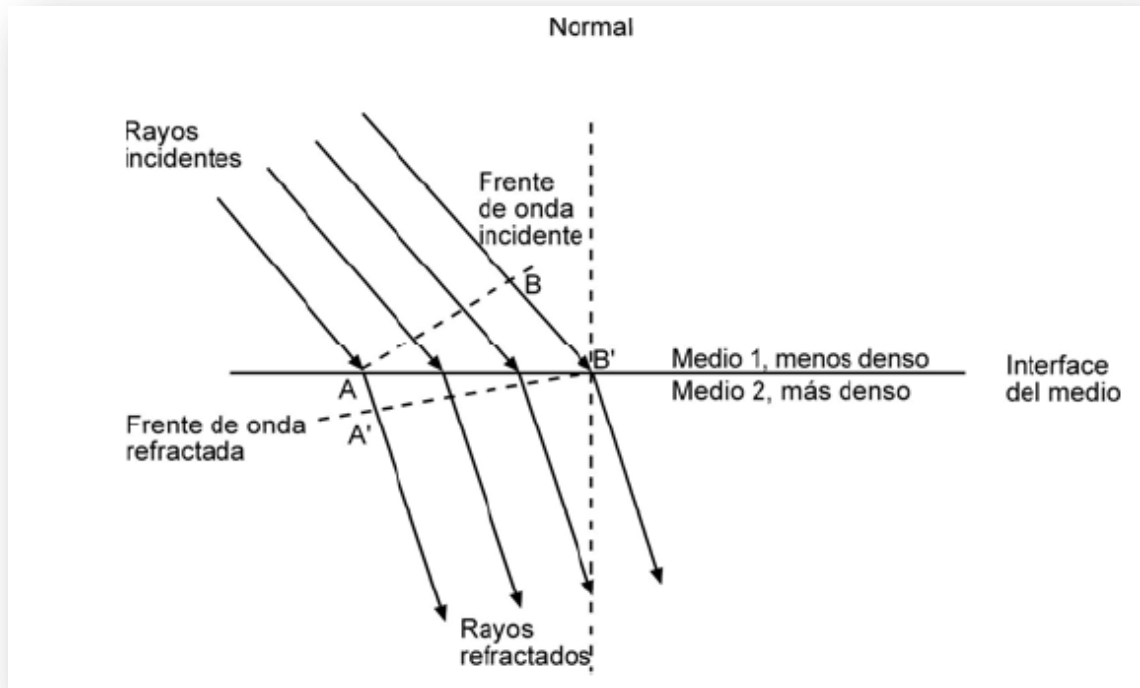


Figura 1.3 Refracción en una frontera plana entre dos medios

1.6.1.1. LEY DE SNELL

La ley de Snell es una fórmula simple utilizada para calcular el ángulo de refracción de las ondas al atravesar la superficie de separación entre los dos medios de propagación de las ondas electromagnéticas con índice de refracción distinto. En nombre viene de su descubridor, el matemático holandés Willebrord Snel van Royen (1580-1626). Le pusieron “Snell” debido a su apellido pero le pusieron dos “l” por su nombre Willebrord el cual lleva dos “l”. La ley de Snell es muy utilizada en muchos casos. La misma afirma que el producto del índice de refracción por el seno del ángulo de incidencia es constante para cualquier rayo incidiendo sobre la superficie separatriz de dos medios. Aunque la ley de Snell fue formulada para explicar los fenómenos de refracción de la luz se puede aplicar a todo tipo de ondas atravesando una superficie de separación entre dos medios en los que la velocidad de propagación varíe.

Consideremos dos medios caracterizados por índices de refracción n_1 y n_2 separados por una superficie S. Los rayos que atraviesen los dos medios se

refractarán en la superficie variando su dirección de propagación dependiendo del radio entre los índices de refracción n_1 y n_2 .

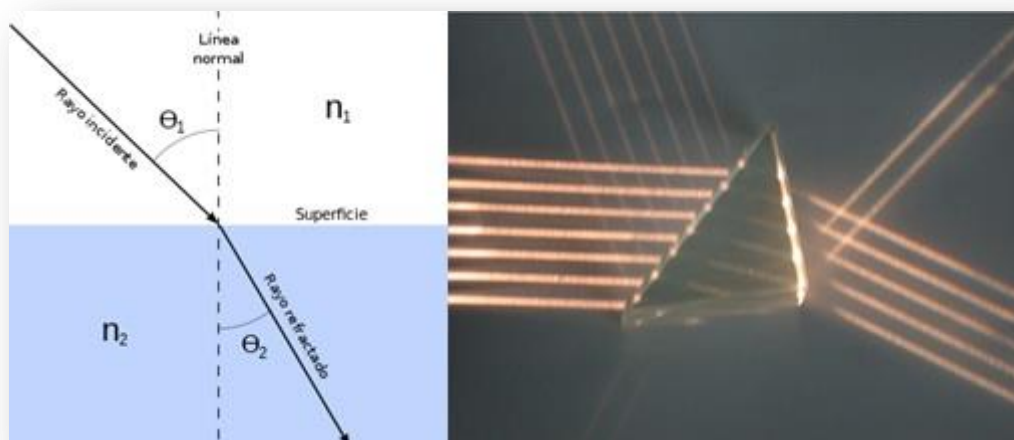


Figura 1.4 Rayo incidente y reflejado

Para un rayo con un ángulo ϑ_1 de incidencia sobre el primer medio, ángulo entre la normal a la superficie y la dirección de propagación del rayo, tendremos que el rayo se propaga en el segundo medio con un ángulo de refracción ϑ_2 cuyo valor se obtiene por medio de la ley de Snell.

$$n_1 \sin \vartheta_1 = n_2 \sin \vartheta_2$$

Se puede observar, que para el caso de $\vartheta_1 = 0$ (rayos incidentes de forma perpendicular a la superficie) los rayos refractados emergen con un ángulo $\vartheta_2 = 0$ para cualquier n_1 y n_2 .

Cuando un rayo se propaga en un medio con índice de refracción n_1 incidiendo con un ángulo ϑ_1 sobre una superficie con un índice n_2 con $n_1 > n_2$ puede reflejarse totalmente en el interior del medio de mayor índice de refracción. Este fenómeno se conoce como reflexión total o ángulo límite y se produce para ángulos de incidencia ϑ_1 mayores que un valor crítico cuyo valor es:

$$\vartheta_c = \cos^{-1} \frac{n_1}{n_2}$$



Por lo tanto dependiendo de los valores del ángulo de incidencia θ_1 y de los índices de refracción n_1 y n_2 se producirán los siguientes casos:

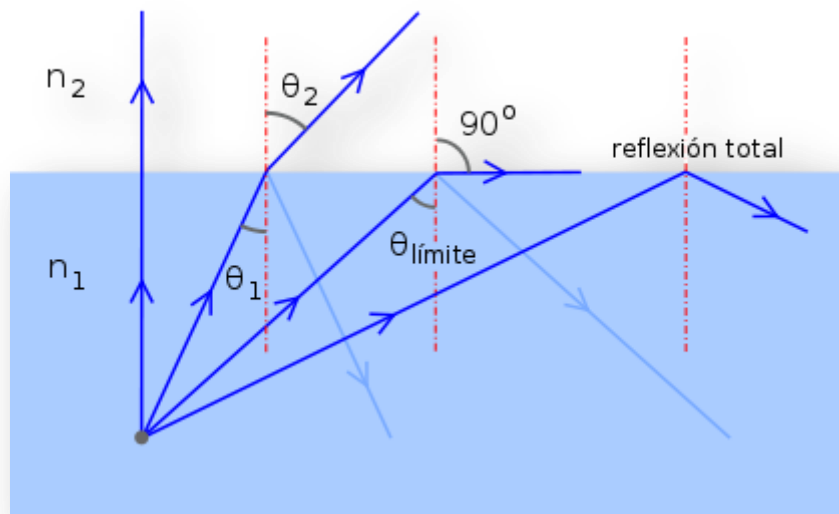


Figura 1.5 Valor del ángulo incidente

1.6.2. REFLEXIÓN

La reflexión electromagnética ocurre cuando una onda incidente choca con una barrera de dos medios, y algo o toda la potencia incidente no entra al segundo material. Las ondas que no penetran al segundo medio se reflejan. La figura 1.5 muestra la reflexión de una onda electromagnética en una barrera plana entre dos medios.

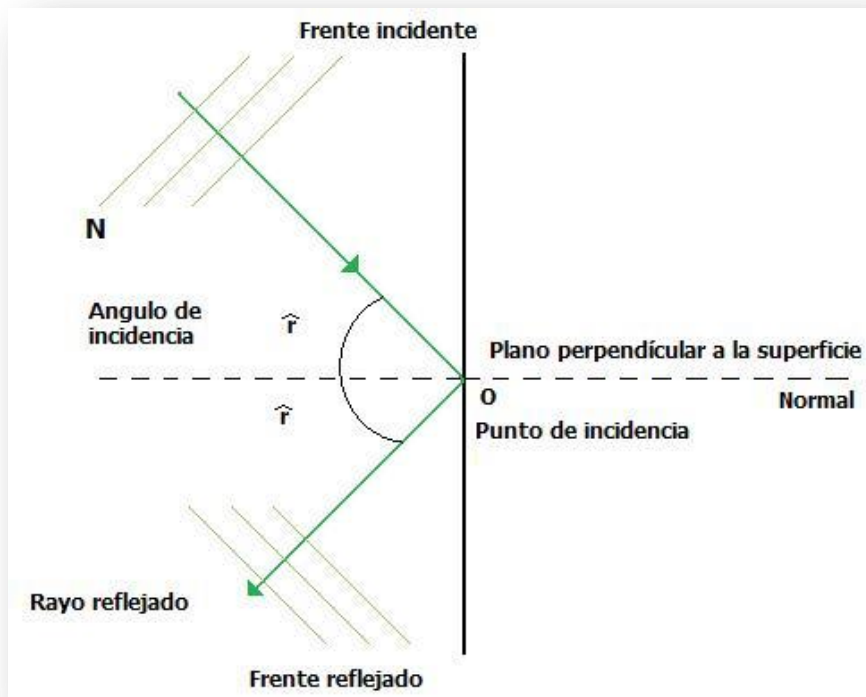


Figura 1.6 Reflexión electromagnética en una frontera plana

Debido a que todas las ondas reflejadas permanecen en el medio 1, las velocidades de las ondas reflejadas e incidentes son iguales, y por lo tanto el ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia ($\vartheta_t = \vartheta_r$). Sin embargo, la intensidad del campo de voltaje reflejado es menor que la intensidad del campo de voltaje incidente. La relación de las intensidades de voltaje reflejado a incidente se llama coeficiente de reflexión Γ . Para un conductor perfecto $\Gamma = 1$. Γ se usa para indicar la amplitud relativa de los campos incidentes y reflejados y, además, el desplazamiento de la fase en el punto de reflexión. Luego, el coeficiente de reflexión es:

$$\Gamma = \frac{E_r \cdot e^{j\vartheta_r}}{E_i \cdot e^{j\vartheta_i}} = \frac{E_r}{E_i} e^{j(\vartheta_r - \vartheta_i)}$$

E_i = Intensidad de voltaje incidente (volts)

E_r = Intensidad de voltaje reflejado (volts)

ϑ_i = Fase incidente (grados)

ϑ_r = Fase reflejada (grados)



La porción de voltaje incidente total que no está reflejada se llama coeficiente de transmisión de potencia (T). Para un conductor perfecto $T = 0$. La ley de conservación de energía establece que:

$$T + |\Gamma|^2 = 1$$

Si el medio 2 no es un conductor perfecto, algunas de las ondas incidentes lo penetran y se absorben. Las ondas absorbidas establecen corrientes en la resistencia del material y la energía se convierte en calor. La fracción de potencia que penetra al medio 2 se llama el coeficiente de absorción.

1.6.3. DIFRACCIÓN

La difracción es un fenómeno característico de las ondas que se basa en la desviación de estas al encontrar un obstáculo o al atravesar una rendija. La difracción ocurre en todo tipo de ondas, desde ondas sonoras, ondas en la superficie de un fluido y ondas electromagnéticas como la luz visible y las ondas de radio. También sucede cuando un grupo de ondas de tamaño finito se propaga; por ejemplo, por causa de la difracción, un haz angosto de ondas de luz láser debe finalmente divergir en un rayo más amplio a una cierta distancia del emisor.

De la misma manera, la difracción se define como la modulación o redistribución de energía, dentro de un frente de onda, cuando pasa cerca del extremo de un objeto opaco.

Cuando un frente de onda pasa cerca de un obstáculo o discontinuidad de dimensiones comparables en tamaño a una longitud de onda, no se puede utilizar el simple análisis geométrico para explicar los resultados y es necesario el principio de Huygens.

El principio de Huygens indica que cada punto de un frente de onda esférica determinado se puede considerar como una fuente secundaria de puntos de ondas electromagnéticas, desde donde se irradian hacia fuera otras ondas secundarias. Esto se ilustra en la siguiente figura:



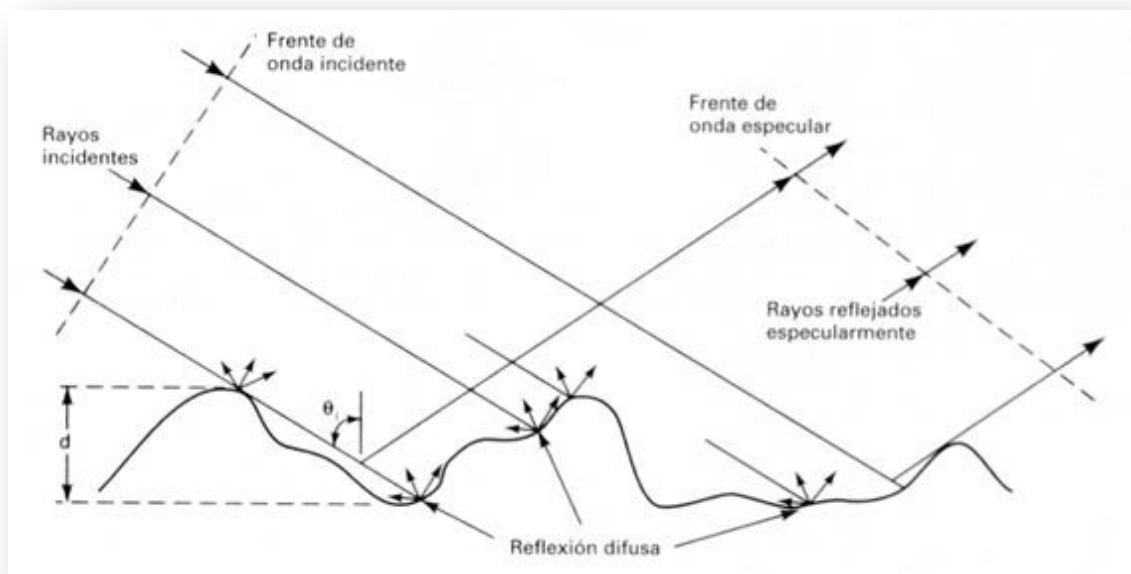


Figura 1.7 La reflexión de una superficie semi-áspera

1.6.4. INTERFERENCIA

Existe interferencia en las ondas cuando la longitud de onda es mayor que las dimensiones del objeto, por tanto, los efectos de la difracción disminuyen hasta hacerse indetectables a medida que el tamaño del objeto aumenta comparado con la longitud de onda.

Es decir, que la interferencia de ondas de radio ocurre cuando dos o más ondas electromagnéticas se combinan de tal forma que el funcionamiento del sistema se degrada. La interferencia se sujeta al principio de superposición lineal de ondas electromagnéticas y ocurre cada vez que dos o más ondas ocupan el mismo punto en el espacio. El principio de superposición lineal indica que la intensidad total de voltaje, en un punto determinado del espacio, es la suma de los vectores de ondas individuales.

El voltaje total resultante de la suma no es simplemente la suma de las magnitudes de los dos vectores, sino la suma de las fases de los dos. Luego, dependiendo de los ángulos de fase de los dos vectores puede ocurrir suma o resta.



1.7. CLASIFICACIÓN DE LOS MATERIALES

Dependiendo de la conductividad de los materiales, estos se pueden clasificar como: conductores, semiconductores y dieléctricos.

- Conductores: estos materiales presentan una conductividad alta, comprendida en el rango 10^4 y $10^8 \Omega m^{-1}$. Su respuesta dieléctrica es inapreciable y la magnética muy débil. Hay dos tipos: los conductores perfectos, que tienen conductividad infinita a cualquier frecuencia y los superconductores, que según la frecuencia tienen conductividad infinita o compleja.
- Semiconductores: la conductividad en esta clase de materiales es mayor que la de un dieléctrico, sin embargo, es inferior a la que posee un conductor. En este caso la conductividad toma valores comprendidos entre 10^{-7} y $10^{-4} \Omega m^{-1}$.
- Dieléctricos: estos materiales tienen una conductividad muy baja, comprendida entre 10^{-12} y $10^{-20} \Omega m^{-1}$, y su respuesta magnética muy débil. Un dieléctrico perfecto es aquel en el que se considera nula tanto la conductividad como la parte imaginaria de la permitividad.

1.8. ANTENAS

Una antena es un dispositivo que sirva para transmitir o recibir ondas de radio. Se encarga de convertir la onda guiada por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre.

Existe una enorme variedad de antenas. En unas ocasiones su función es expandir en lo posible la potencia radiada, es decir, no deben ser directivas (ejemplo: emisora de radio o site de telefonía móvil), otras veces deben serlo para canalizar la potencia en un haz direccional y no interferir a otros servicios (antenas entre estaciones de radio enlaces). También se considera como una antena la que está integrada en el ordenador portátil para conectarse vía WIFI.





Las características de las antenas dependen de la relación entre sus dimensiones y la longitud de onda de la señal de radiofrecuencia transmitida o recibida. Si las dimensiones de la antena son mucho más pequeñas que la longitud de onda las antenas se denominan elementales, si tienen dimensiones del orden de media longitud de onda se llaman resonantes, y si su tamaño es mucho mayor que la longitud de onda, son directivas.

1.8.1. PARÁMETROS BÁSICOS DE LAS ANTENAS

1.8.1.1. CAMPO CERCANO Y CAMPO LEJANO

El campo cercano se define como el área dentro de una distancia D^2/λ de la antena, en donde λ es la longitud de onda y D el diámetro de la antena en las mismas unidades. Es decir, estamos en campo cercano cuando se mide el campo eléctrico producido por una antena a una distancia menor a D^2/λ de la misma.

Cuando se mide el campo eléctrico que produce una antena a una distancia grande, la forma de onda generada es muy parecida a una onda esférica, donde los frentes de fase son esferas centradas en el centro de la antena y la amplitud y la fase dependen de la distancia a la antena de la misma forma en todas las direcciones. La amplitud y la fase pueden ser diferentes en cada dirección pero el campo eléctrico es siempre perpendicular a la dirección de propagación. Estas condiciones son las que se denominan campo lejano.

El campo eléctrico radiado (en campo lejano) por la antena viene dado por la siguiente ecuación.

$$\vec{E} = \theta E_{\theta} + \phi E_{\phi} = I_0 [F_{\theta}(\theta, \phi) + \phi F_{\phi}(\theta, \phi)] \frac{e^{(-jk_0 r)}}{r}$$

Donde:

- (r, θ, ϕ) son las coordenadas esféricas referidas a un sistema de coordenadas donde la antena está situada aproximadamente en el centro.
- I_0 es la corriente de excitación o una magnitud proporcional a la excitación de la antena.
- $F_{\theta}(\theta, \phi)$ y $\phi F_{\phi}(\theta, \phi)$ son funciones complejas de los ángulos de dirección.
- $k_0 = \frac{2\pi f}{v_0}$ es el número de onda.





En la ecuación se puede observar que el campo radiado es proporcional a la amplitud de la corriente de entrada, lo que implica una relación lineal entre ambas magnitudes. La onda se propaga según coordenadas radiales, respecto de la que hay una atenuación de $(1/r)$ y una variación de fase de la forma $(-k_0 r)$. El campo es perpendicular al vector radial ya que no tiene componente en el vector unitario \hat{r} . La amplitud y fase relativas de las componentes del campo pueden variar para diferentes direcciones de propagación.

Una magnitud muy importante en las antenas es la densidad de potencia que la antena produce en un punto determinado del espacio. Esta densidad es el módulo de vector de Poynting, que en condiciones de campo lejano apunta siempre en la dirección del radio y viene dado en módulo por:

$$\langle S \rangle = \frac{1}{2} |\vec{E} \times \vec{H}^*| \frac{1}{2\eta} [|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2] = |I_0|^2 [|F_\theta(\theta, \phi)|^2 + |F_\phi(\theta, \phi)|^2] \frac{1}{2\eta r^2}$$

Donde $\eta = 120\pi$ es la impedancia en el vacío.

1.8.1.2. IMPEDANCIA

La antena se conecta a un transmisor y radia el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos.

A la entrada de la antena puede definirse la impedancia de entrada Z_a mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real $R_a(\omega)$ y una imaginaria $X_a(\omega)$, ambas dependientes en general de la frecuencia. Normalmente la antena se usa a su frecuencia de resonancia, por lo tanto la parte imaginaria de la impedancia de la antena será cero.

La potencia entregada a la antena dependerá del generador y de la adaptación entre la impedancia del generador y de la antena:



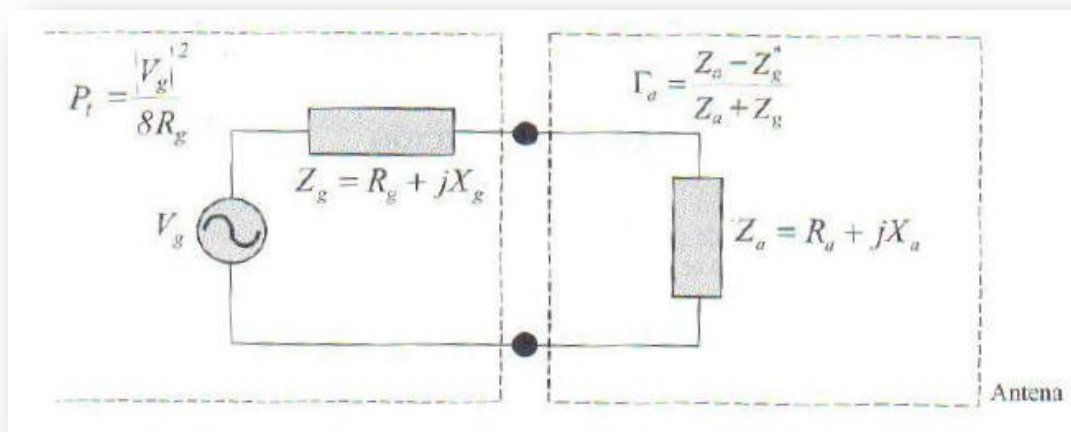


Figura 1.8 Circuito equivalente de antena en transmisión

La máxima transferencia de potencia entre el generador y la antena se produce cuando la impedancia de la antena y la del generador son conjugadas entre sí.

La potencia transferida, de acuerdo con la figura, del generador o transmisor a la antena puede escribirse como:

$$P_{ent} = \frac{1}{2} R_a |I_0|^2 = \frac{1}{2} R_a \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_a} \right|^2 = P_t \frac{4R_a R_g}{|Z_g + Z_a|^2} = P_t (1 - |\Gamma_a|^2)$$

Donde:

- P_t es la potencia disponible del generador (transmisor).
- $Z_a = R_a + jX_a$ es la impedancia de entrada de la antena.
- $Z_g = R_g + jX_g$ es la impedancia asociada al generador (impedancia de salida del transmisor).
- ρ_a es el coeficiente de reflexión de la antena respecto a la impedancia del generador.

Esta resistencia de entrada R_a se puede descomponer en dos resistencias, la resistencia de radiación (R_r) y la resistencia de pérdidas (R_p).

Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una *resistencia de radiación* R_r , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.



$$P_{radiada} = I^2 R_r$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores. Estas pérdidas serán modeladas con la resistencia de pérdidas (R_p).

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o *eficiencia de la antena* η , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente.

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega}$$

1.8.1.3. DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA E INTENSIDAD DE RADIACIÓN

Antes de definir estos parámetros, es conveniente definir una plano de referencia donde está situada la antena que queremos caracterizar, por ello se definen un sistema de coordenadas, este sistema va a ser el de coordenadas esféricas.

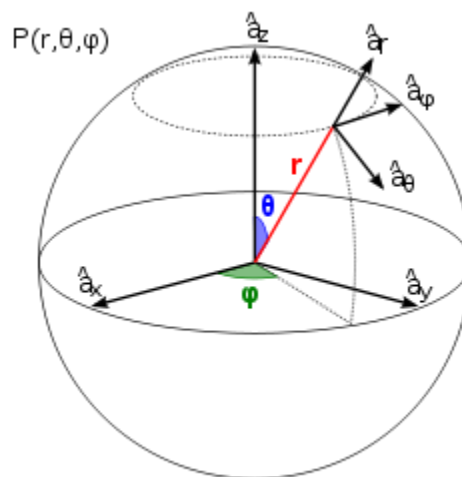


Figura 1.9 Sistema de coordenadas esféricas



La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico $E(V/m)$ y de un campo magnético $H(A/m)$.

A partir de los valores eficaces de los campos se define la densidad de potencia por unidades de superficie como:

$$\vec{P}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}) \text{ W/m}^2$$

También se puede definir la densidad de potencia radiada:

$$P(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta}$$

A partir de la ecuación anterior, podemos obtener la potencia radiada total a partir de la siguiente expresión.

$$P_r = \iint P(\theta, \phi) \cdot ds$$

La intensidad de radiación es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determina dirección, sus unidades son vatios por estereorradián.

$$K(\theta, \phi) = P(\theta, \phi)r^2$$

A partir de la fórmula anterior también podemos calcular la potencia total radiada integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \iint_{4\pi} K(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{siendo} \quad d\Omega = \frac{ds}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi$$

1.8.1.4. DIAGRAMA DE RADIACIÓN

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas, con la antena situada en el origen de coordenadas y tomando como referencia el valor máximo de la magnitud. El resto serán valores relativos a él.



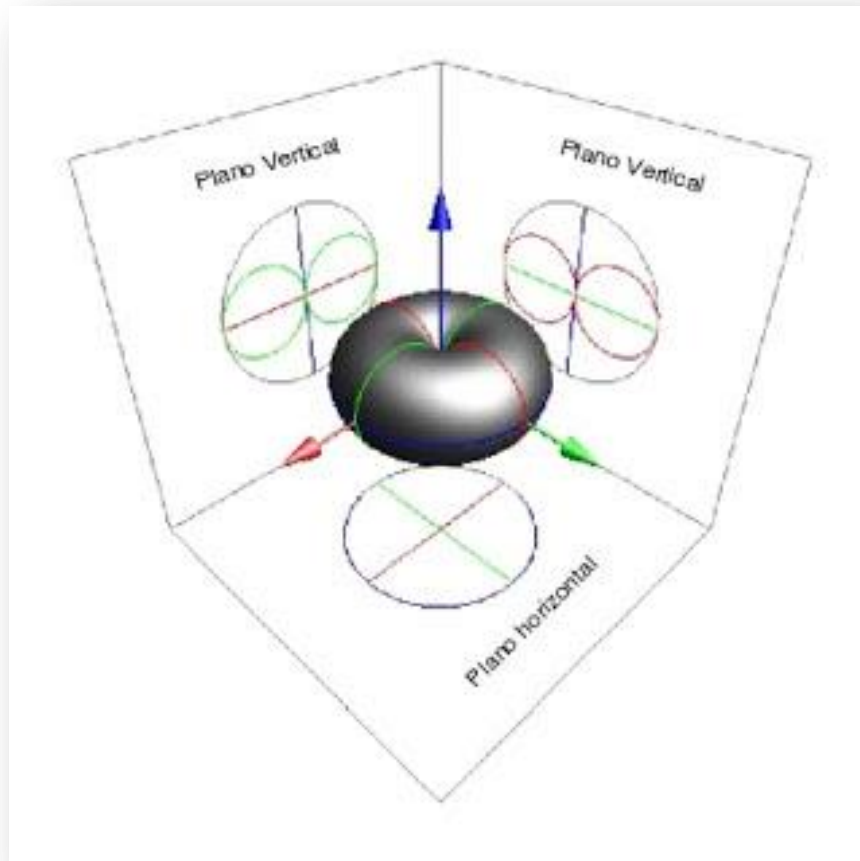
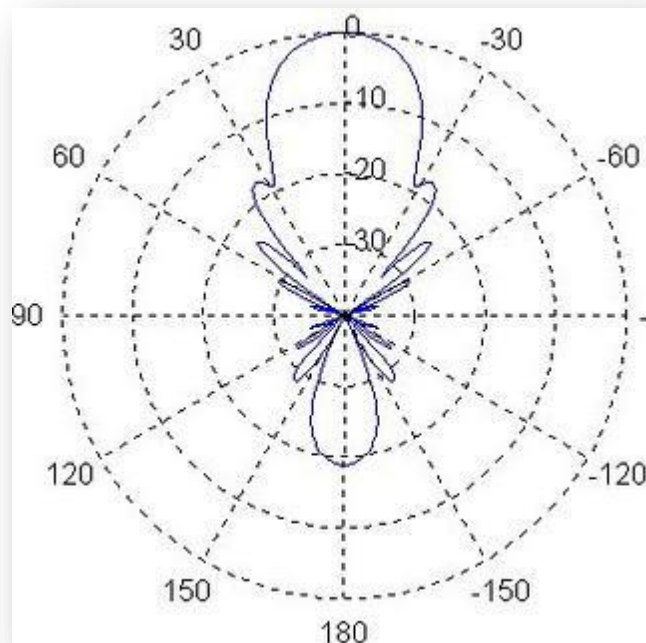


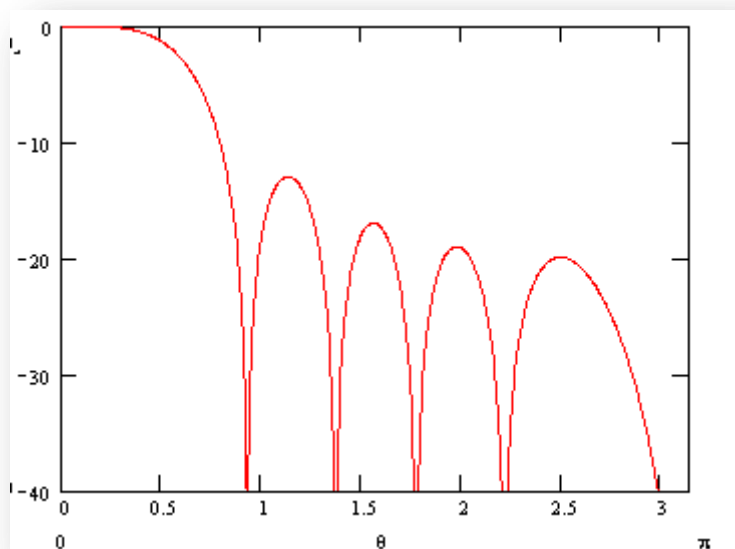
Figura 1.10 Diagrama de radiación tridimensional

Se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

El diagrama de radiación se suele dibujar en dos dimensiones, ya sea en mediante una representación logarítmica o mediante coordenadas cartesianas.



Gráfica 1.1 Diagrama de radiación bidimensional en coordenadas polares



Gráfica 1.2 Diagrama de radiación bidimensional en coordenadas cartesianas

A partir de los diagramas de radiación, podemos identificar las prestaciones de una antena. Dependiendo del tipo de utilidad que se le vaya a dar a una antena, nos



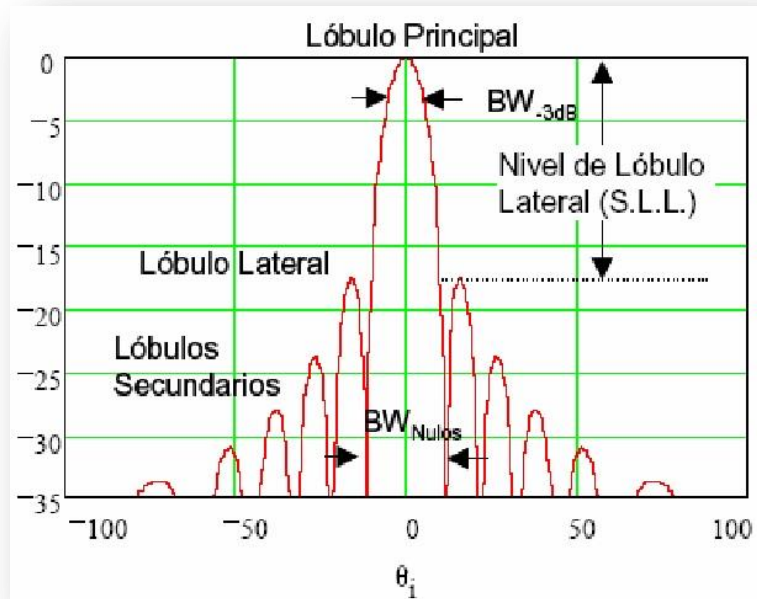
interesará que sea más o menos directiva, sectorial, etc. Por lo que nos fijaremos a primera vista en el diagrama de radiación.

Dentro del diagrama de radiación de una antena suelen definirse una serie de parámetros que permiten describir su comportamiento y especificar su funcionamiento. Antes de presentar estos parámetros se deben definir los siguientes conceptos:

- Lóbulo principal: aquel que contiene la dirección de máxima radiación.
- Lóbulos laterales: todos aquellos distintos al principal.
- Lóbulo secundario: lóbulo lateral de mayor amplitud.
- Lóbulo posterior: es aquel que se encuentra en dirección opuesta al lóbulo principal.

A continuación se definen los parámetros más importantes del diagrama de radiación.

- Ancho de haz a -3dB: es la separación angular de las direcciones en la que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo.
- Ancho de haz entre nulos: es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.
- Relación entre el lóbulo principal a secundario: es el cociente, expresado en dB entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario.
- Relación delante-atrás: es el cociente entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección opuesta.



Gráfica 1.3 Parámetros del diagrama de radiación

1.8.1.5. DIRECTIVIDAD Y GANANCIA

La directividad D de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia de la antena. La directividad no tiene unidades y se suele expresar en unidades logarítmicas (dBi).

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_r}{4\pi \cdot r^2}}$$

La directividad se puede obtener, en general, a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena. Si se define el diagrama normalizado como

$$t(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{max}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{max}}$$

A partir de la ecuación, la expresión de la directividad se puede escribir de la forma



$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_e}$$

Donde Ω_e se define como el ángulo sólido equivalente.

Un segundo parámetro directamente relacionado con la directividad es la ganancia de la antena G . Su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. La ganancia y la directividad están relacionadas por la eficiencia de la antena.

Es decir, la ganancia de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia de una antena isotrópica con la misma potencia entregada.

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_{entregada}}{4\pi \cdot r^2}} = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} \cdot \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_{radiada}}{4\pi \cdot r^2}} = \eta \cdot D(\theta, \phi)$$

1.8.1.6. POLARIZACIÓN

Se define la polarización en una determinada dirección, como la figura geométrica que traza el extremo del vector campo eléctrico a una cierta distancia de la antena, al variar el tiempo. La polarización puede ser lineal, circular y elíptica. La polarización lineal puede tomar distintas orientaciones (horizontal, vertical, +45 grados, - 45 grados). Las polarizaciones circular o elíptica pueden ser a derechas o izquierdas (dextróginas o levóginas), según el sentido de giro del campo (observando alejándose desde la antena).

Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada.

Por lo tanto hay tres tipos de polarizaciones:

- Polarización lineal: se produce una polarización lineal cuando las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de π radianes.



- Polarización circular: se produce esta polarización cuando las amplitudes de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en $\frac{\pi}{2}$ o $\frac{3\pi}{2}$ radianes.

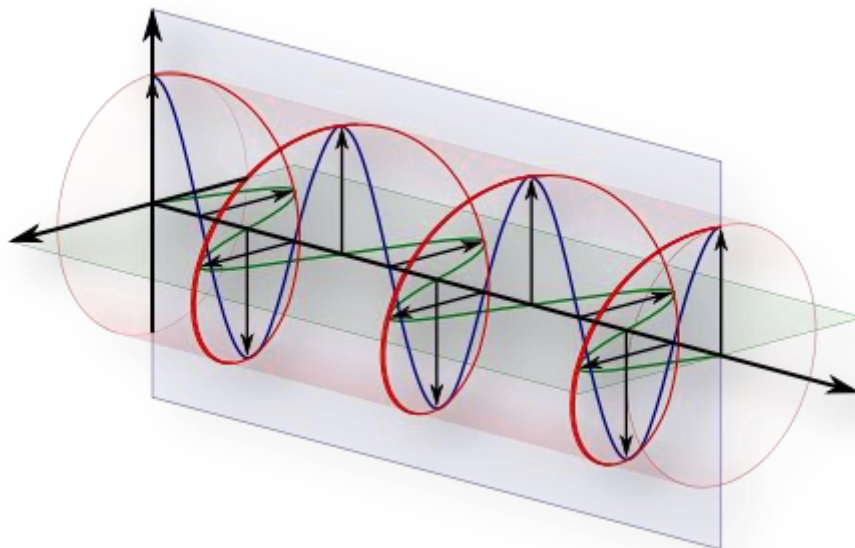


Figura 1.11 Polarización circular

- Polarización elíptica: se produce cuando no es polarización lineal ni circular.

A la hora de determinar el sentido de giro del extremo del vector de campo, situamos al observador sobre la antena, mirando en la dirección de propagación. El concepto de polarización es importante en los sistemas de telecomunicaciones, porque la antena receptora sólo es capaz de captar la potencia contenida en la polarización del campo coincidente con la suya propia.

1.8.2. TIPOS DE ANTENAS

Existen tres tipos básicos de antenas: antenas de hilo, antenas de apertura y antenas planas. Asimismo, las agrupaciones de estas antenas (arrays) se suelen considerar en la literatura como otro tipo básico de antena.

- Antenas de hilo: Las antenas de hilo son antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo que tienen una sección despreciable respecto a la



longitud de onda de trabajo. Las dimensiones suelen ser como máximo de una longitud de onda. Se utilizan extensamente en las bandas de MF, HF, VHF y UHF. Se pueden encontrar agrupaciones de antenas de hilo. Algunos ejemplos son el monopolo vertical, el dipolo, antena helicoidal, etc.

- Antenas de apertura: Las antenas de apertura son aquellas que utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una dirección. Dentro de este tipo de antenas se encuentran las antenas de bocina que se estudiarán con más detalle posteriormente.
- Antenas planas: Un tipo particular de antena plana son las antenas de apertura sintética, típicas de los radares de apertura sintética (SAR).
- Antenas de Array: Las antenas de array están formadas por un conjunto de dos o más antenas idénticas distribuidas y ordenadas de tal forma que en su conjunto se comportan como una única antena con un diagrama de radiación propio.

1.8.2.1. ANTENAS DE BOCINA

Las antenas de bocina son antenas que realizan la transición desde el medio guiado, guías de onda, al espacio libre. Las bocinas se utilizan como antenas simples cuando se requieren grandes anchos de haz. Esta antena consiste en una guía de onda en la cual el área de la sección se va incrementando progresivamente hasta un extremo abierto, que se comporta como una apertura.

Las bocinas se suelen utilizar para iluminar un reflector, formando lo que se denomina una antena parabólica. También se pueden utilizar de forma aislada, como antenas de cobertura global en satélites o bien formando agrupaciones, para conformar un determinado diagrama de radiación, para conseguir una cobertura de un continente o un país.

Las bocinas pueden utilizarse para transmitir o recibir ondas de una determinada polarización. Para transmitir o recibir simultáneamente en más de una polarización es necesario utilizar un dispositivo en guía de onda denominado ortomodo.

Los principales tipos de antena de bocina son:

- Rectangulares
- Cónicas



Las bocinas son estructuras radiantes muy utilizadas, y las derivadas de la guía rectangular son principalmente de tres tipos. La bocina de plano E se obtiene abriendo las placas anchas, las perpendiculares al campo eléctrico en la guía, manteniendo la anchura de la guía a . La bocina de plano H abre las placas estrechas, que son perpendiculares al campo magnético, manteniendo la altura b de la guía. La piramidal abre simultáneamente los dos pares de placas.

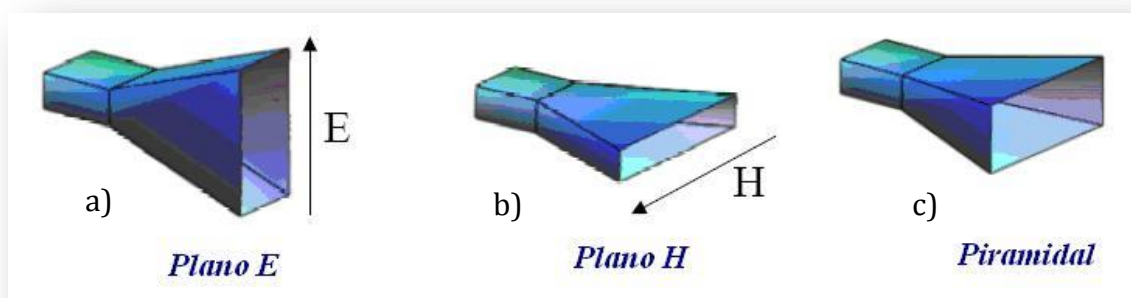


Figura 1.12 Bocina plano E (a), bocina plano H (b), bocina piramidal (c)

Para la realización del proyecto se han utilizado dos antenas de bocina piramidal, una actuando como transmisora y la otra como receptora.

Las bocinas piramidales son utilizadas para sistemas de polarización lineal, ya que minimiza las pérdidas y reduce la generación de modos de órdenes superiores que afecten al comportamiento de la eficiencia y de la polarización. Tiene la ventaja de transmitir ondas con productos sin polarización cruzada, que junto con el hecho de que su ganancia se puede calcular exactamente a partir de sus dimensiones físicas, hacen de estas bocinas una atractiva herramienta para la medida de la ganancia útil.



1.9. PARÁMETROS “S” O DE DISPERSIÓN

Los parámetros S se utilizan para describir el comportamiento eléctrico de redes eléctricas lineales cuando se someten a varios estímulos de régimen permanente por pequeñas señales. Estos parámetros son muy utilizados en ingeniería eléctrica, ingeniería electrónica, e ingeniería de sistemas de comunicación.

Los circuitos de baja frecuencia se suelen caracterizar mediante parámetros que relacionan las corrientes y las tensiones en cada una de las puertas del cuadripolo. Estos parámetros son Parámetros-Y, Parámetros-Z, Parámetros-H, Parámetros-T o Parámetros-ABCD.

En circuitos de alta frecuencia también pueden utilizarse los parámetros Z, Y y ABCD, pero generalmente estos parámetros no son los más apropiados. En la práctica es más conveniente emplear otro tipo de caracterización en la que se considere de una forma más explícita la existencia de reflexiones en cada una de las puertas de la red. Por otra parte resulta poco apropiado utilizar parámetros en los que sea necesario determinar corrientes y voltajes totales, debido a la dificultad que entraña su medida en alta frecuencia. En la práctica, los circuitos de microondas se caracterizan habitualmente con los parámetros S o parámetros de Scattering, ya que representan parámetros que son de utilidad particular en RF.

En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que se miden, razón por la cual ésta debe especificarse para cualquier medición de parámetros S, justo con la impedancia característica o la impedancia del sistema. Los parámetros S se representan en una matriz y por lo tanto obedecen las reglas del álgebra de matrices. Muchas propiedades eléctricas útiles de las redes o de componentes pueden expresarse por medio de los parámetros S, como por ejemplo la ganancia, pérdida por retorno, relación de onda estacionaria, coeficiente de reflexión y estabilidad de amplificación. El termino dispersión en el contexto de los parámetros S, se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión, son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debida por la introducción de una red en una línea de





transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

1.9.1. MATRIZ DE PARÁMETROS “S”

Para la definición de una red multipolo genérica, se asume que todos los puertos salvo el que se encuentra bajo consideración o el par de puertos bajo consideración tienen una carga conectada a ellos idéntica a la impedancia del sistema y que cada puerto tiene asignado un entero ‘n’ que varía da 1 a N, donde N es el número total de puertos. Para un puerto n, la definición de parámetros-S asociados se realiza en función de ondas de potencia incidente y reflejada, a_n y b_n respectivamente. Las ondas de potencia son versiones normalizadas de las ondas viajeras de tensión incidente y reflejada correspondientes, V_n^+ y V_n^- respectivamente, de acuerdo a la teoría de líneas de transmisión. Éstas están relacionadas con la impedancia del sistema Z_0 de la siguiente manera:

$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}}$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}$$

Para todos los puertos de la red, las ondas de potencia reflejadas, y las ondas de potencia incidentes pueden definirse en término de la matriz de parámetros-S a partir de la siguiente expresión:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ . \\ . \\ . \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & . & . & S_{1n} \\ S_{21} & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ S_{n1} & . & . & . & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ . \\ . \\ . \\ a_n \end{pmatrix}$$

Los elementos de los parámetros-S se representan individualmente con la letra mayúscula ‘S’ seguida de dos subíndices enteros que indican la fila y la columna en ese orden de la posición del parámetro-S en la matriz de parámetros-S.

1.9.2. CUADRIPOLOS O REDES DE DOS PUERTOS

Si consideramos ahora un cuadripolo o red de dos puertos como el representado en la figura 1.12 y suponemos que en las puertas de entrada y salida





se conectan sendas líneas de transmisión de impedancia característica Z_0 , se pueden definir las ondas de potencia para cada una de las líneas, considerando incidentes las ondas que se propagan hacia el cuadripolo y reflejadas las que se propagan en sentido contrario.

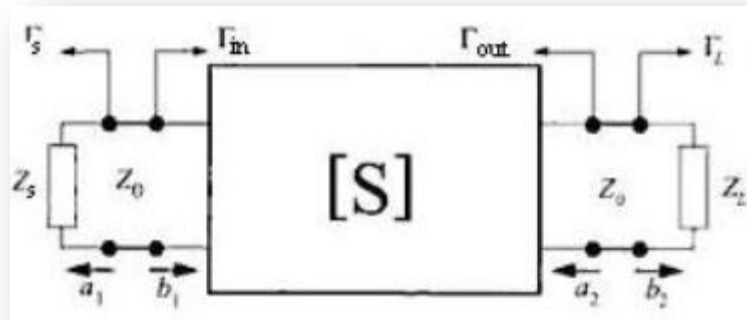


Figura 1.13 Ondas de potencia y coeficiente de reflexión en un cuadripolo

En este caso, la relación entre las ondas de potencia reflejada e incidente y la matriz de parámetros-S está dada por la siguiente expresión:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Expandiendo las matrices en ecuaciones, tenemos:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Una vez establecidas las ondas de potencia y si el cuadripolo posee una respuesta lineal, se pueden definir los parámetros S como la relación entre las ondas de salida y las de entrada de la forma:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$$

Para poder evaluar los parámetros S es importante anular una de las dos ondas de potencia incidentes, para lo que es necesario cargar la puerta correspondiente



con una carga adaptada a la impedancia característica de la línea de transmisión, o lo que es lo mismo, la impedancia de normalización Z_0 . En la otra puerta debe situarse el generador, que tendrá también una impedancia equivalente igual a la de normalización se desea que la potencia de la onda incidente sea independiente del circuito a medir.

Cada parámetro-S de una red de dos puertos tiene las siguientes descripciones genéricas:

- S_{11} es el coeficiente de reflexión del puerto 1 cuando el puerto 2 está cargado con la impedancia del sistema.
- S_{12} es la ganancia compleja del puerto 2 al puerto 1 cuando el puerto 1 está cargado con la impedancia del sistema.
- S_{21} es la ganancia compleja del puerto 1 al puerto 2 cuando el puerto 2 está cargado con la impedancia del sistema.
- S_{22} es el coeficiente de reflexión del puerto 2 cuando el puerto 1 está cargado con la impedancia del sistema.

Así pues se puede resumir en que los coeficientes S_{11} y S_{22} son parámetros de reflexión y mediante ellos se pueden expresar coeficientes de reflexión, pérdidas de entorno, y relación de onda estacionaria. Por su parte los parámetros S_{12} y S_{21} son una medida de ganancia, atenuación y pérdidas de inserción.

También es importante tener en cuenta los planos de referencia donde están definidos los parámetros ya que al introducir líneas de transmisión estos cambiarán. Al recorrer una línea de transmisión los parámetros de reflexión S_{11} y S_{22} quedan modificados en el doble de la fase (ida y vuelta) que introduzca la respectiva línea de transmisión. Por su parte los parámetros de transmisión S_{12} y S_{21} al recorrer la línea de transmisión se verán modificados por la fase de cada línea recorrida.

1.9.3. PROPIEDADES

- Reciprocidad

Una red será recíproca si es pasiva y contiene solo materiales isótropos que influyan la señal transmitida. $S_{mn}=S_{nm}$ es decir, la matriz de parámetros-S es igual





a su traspuesta. Todas las redes que incluyen materiales anisótropos como medio de transmisión, como los que contienen componentes de ferrito serán no recíprocas.

- **Red sin pérdidas**

Una red libre de pérdidas es aquella en la cual no se disipa potencia, o:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1$$

$$|S_{11}|^2 = |S_{22}|^2$$

$$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2$$

La suma de las potencias incidentes en todos los puertos es igual a la suma de las potencias reflejadas en todos los puertos.

- **Simetría eléctrica**

$$S_{11} = S_{22}$$

$$S_{12} = S_{21}$$

1.10. ANALIZADOR DE REDES

Un analizador de Redes es un instrumento capaz de analizar las propiedades de las redes eléctricas, especialmente aquellas propiedades relacionadas con la reflexión y la transmisión de señales eléctricas, conocidas como parámetros de dispersión o Parámetros-S.

Hay dos tipos principales de analizadores de redes:

- **SNA (Scalar Network Analyzer).** Analizador escalar de redes, mide solamente propiedades de amplitud.
- **VNA (Vector Network Analyzer).** Analizador vectorial de redes, mide propiedades de amplitud y fase.



Entre los controles elementales en un analizador de redes destacan el control de estímulo, que determina la característica de la señal de RF que ataca a la componente bajo medida (frecuencias, potencia, puntos...), y el control de respuesta, con el que se define el parámetro que se desea medir así como su formato y opciones de mediada (amplitud, fase, promediado...).

En la siguiente imagen se muestra un analizador de redes:



Figura 1.14 Analizador de redes

Los modelos más comunes son los de dos puertos (como el mostrado en la Figura 1.14), pero también existen modelos de cuatro puertos en el mercado, y algunos cuentan con algunas mejoras para su fácil operación, como pantalla sensible al tacto y la posibilidad de conectarle un ratón o teclado por medio de puertos PS/2 o USB, inclusive los modelos más modernos cuentan con una plataforma en base Windows por lo que su operación se simplifica considerablemente.

1.10.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN ANALIZADOR DE REDES

El analizador de redes viene representado por el siguiente diagrama de bloques:

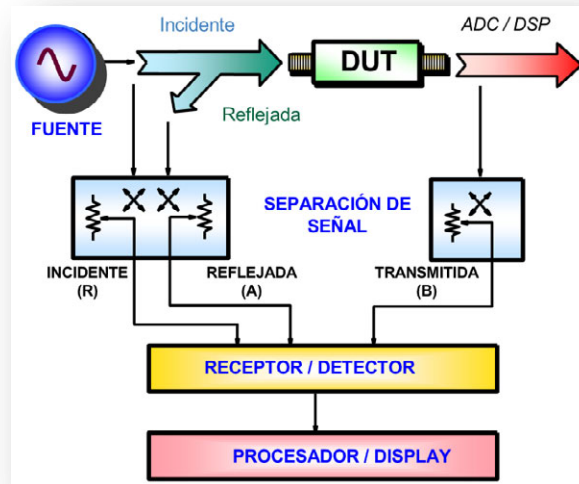


Figura 1.15 Diagrama de bloques de un analizador

En la figura 1.15 se muestran los diferentes bloques de procesamiento de la señal en un analizador de redes:

- Fuente generadora de la señal.
- Dispositivos separadores de señal.
- Receptor/Detector de la señal.
- Pantalla donde se muestran los resultados de las medidas.

1.10.1.1. GENERADOR

El generador de señal ha sido tradicionalmente un equipo externo aunque en la actualidad ya va integrado en el analizador de redes. Estos generadores son capaces de definir un determinado barrido de frecuencias en el rango de radio frecuencia o microondas. En la actualidad, existen dos tipos de generadores de barrido para estas aplicaciones. Los osciladores simples compuestos por un VCO en lazo abierto y los sintetizadores de frecuencia.

1.10.1.2. DISPOSITIVOS SEPARADORES DE SEÑAL

Las siguientes imágenes muestran los tres separadores de señal más comunes:

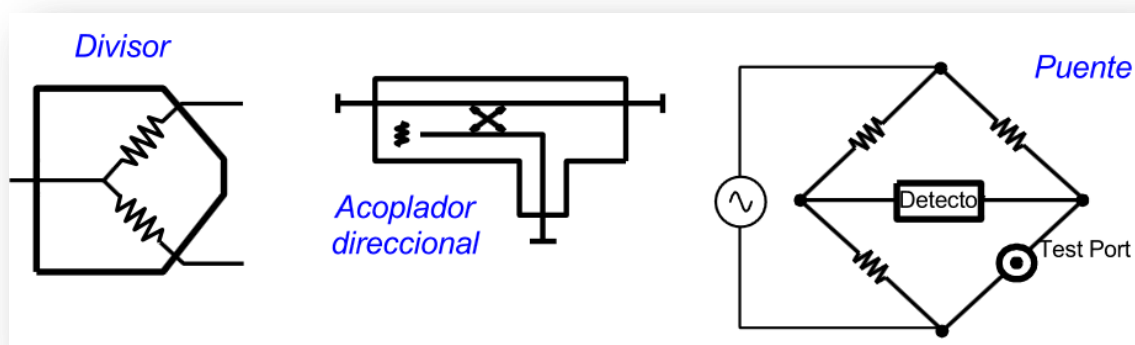


Figura 1.16 Dispositivos de separación de señal

El separador de señal puede estar integrado en el analizador de redes o estar separado de este. Este dispositivo cumple dos funciones muy importantes en el analizador.

La primera función es obtener la medida de parte de la señal incidente para obtener una referencia. Esta función se podrá realizar con un divisor o con un acoplador direccional dependiendo de las necesidades de la medida. Los divisores son normalmente resistivos, no son dispositivos direccionales y pueden tener un gran ancho de banda. La desventaja es que normalmente tienen 6 dB o más pérdidas en cada brazo. Los acopladores direccionales tienen pocas pérdidas de inserción y un buen aislamiento y directividad. Por lo general se usan en analizadores de redes de microondas, pero su respuesta paso alto les hace inútiles por debajo de unos 40 Mhz.

La segunda función que realiza este dispositivo es separar la onda incidente de la reflejada a la entrada del dispositivo bajo medida. Como en el caso anterior, los acopladores son perfectos por su direccionalidad con bajas pérdidas y alto aislamiento de la reflexión. Sin embargo, debido a la dificultad de fabricación de acopladores de banda ancha normalmente se utilizan puentes en su lugar. Los puentes trabajan en continua, pero tienen pérdidas, dando menos potencial de señal.



1.10.1.3. RECEPTOR/DETECTOR DE LA SEÑAL

Las dos formas principales de proporcionar señal de detección en el analizador de redes son: mediante diodo detector y receptor sintonizado.

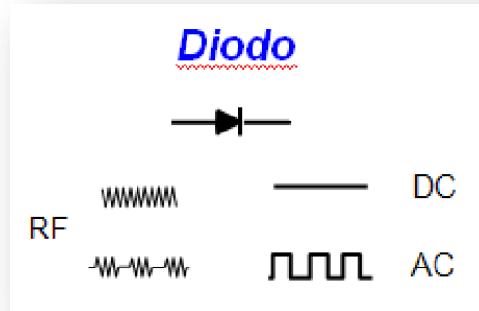


Figura 1.17 Diodo detector

Los diodos detectores convierten la señal de radiofrecuencia a un nivel proporcional de continua. Si la señal de estímulo está modulada en amplitud, el diodo quita la portadora de radiofrecuencia de la modulación (detección AM). Los diodos hacen una detección escalar, por lo que la información de fase de la portadora de RF se pierde.

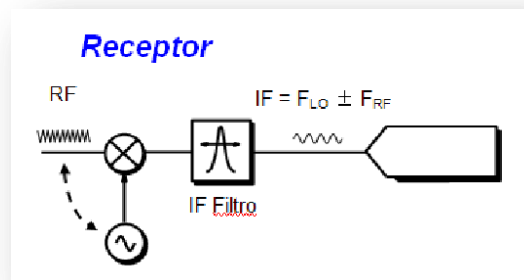


Figura 1.18 Receptor sintonizado

El receptor sintonizado es un circuito superheterodino compuesto por un mezclador y un filtro paso banda sintonizado a una determinada frecuencia intermedia. Se trata, por lo tanto, de un receptor de banda estrecha cuya salida contiene la información de la señal de entrada trasladada a la frecuencia



intermedia. Los analizadores de redes modernos utilizan un conversor analógico-digital y un procesador de señal digital para obtener el valor del módulo y la fase de la señal intermedia. El uso del analizador sintonizado se centra en analizadores de redes y de espectros.

1.10.1.4. PANTALLA

En la pantalla del analizador se van a mostrar las medidas realizadas sobre la transmisión y la recepción, de esta manera, los datos pueden ser interpretados de una forma más sencilla por los usuarios.

La mayoría de los analizadores de redes tienen características similares como barrido y formato lineal o logarítmico, representaciones polares o en carta de Smith.

1.10.2. CALIBRACIÓN DEL ANALIZADOR DE REDES

1.10.2.1. TIPOS DE ERRORES

Es muy complicado fabricar dispositivos perfectos, por lo que es necesario corregir los errores. Diseñar un hardware que elimine estos errores hace que estos dispositivos sean extremadamente caros. Para solventar este problema se hacen dispositivos tan buenos como sea posible, buscando un valor de compromiso entre coste y calidad. La corrección de errores es una herramienta de mucha utilidad para la mejora de la precisión de las medidas.

Posteriormente se hablará de los tres tipos de errores que se producen en las medidas. Estos son los errores sistemáticos, errores aleatorios y errores de deriva.

- Errores sistemáticos: son aquellos que se producen de igual modo en todas las mediciones que se realizan de una magnitud. Pueden estar originados debido a un defecto del analizador, en una particularidad del operador o del proceso de medición, etc. Se caracterizan durante la calibración y se eliminan completamente de las medidas que se realicen.
- Errores aleatorios: son aquellos errores inevitables que se producen por eventos únicos imposibles de controlar durante el proceso de medición.





Debido a esto no pueden ser eliminados con la calibración. La principal fuente de errores aleatorios es el ruido del dispositivo.

- Errores de deriva: son causados por las modificaciones que sufre el sistema de medición (analizador de redes) después de haber sido calibrado. El principal factor causante de estos errores es el cambio de temperatura. Para tratar de minimizar los errores de deriva es muy importante trabajar en un ambiente con temperatura estable.

1.10.2.2. CORRECCIÓN DE ERRORES SISTEMÁTICOS.

En la siguiente imagen se pueden observar los principales errores sistemáticos asociados a la red de medidas.

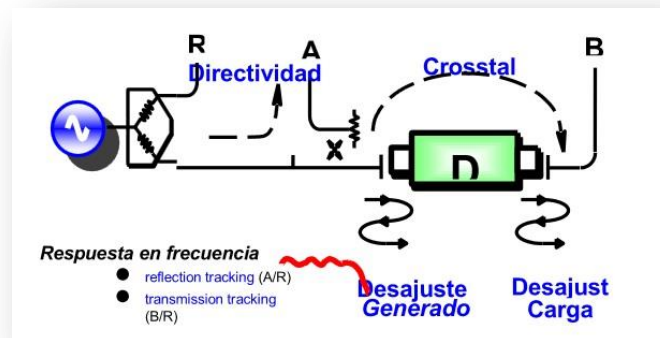


Figura 1.19 Errores sistemáticos

Dentro de este tipo de errores, existen diferentes tipos. Por una parte, están los errores relacionados con la fuga de señal, estos son los denominados errores de directividad y de crosstalk o acoplamiento. Por otro lado, se encuentran los errores relacionados con la reflexión de la señal, se trata de desajustes en el generador y en la carga. Por último se encuentran los errores relacionados con la respuesta en frecuencia de los receptores y reciben el nombre de reflection tracking y transmission tracking. El modelo de error completo de dos puertos comprende seis términos en la dirección directa y los mismos seis en la dirección inversa, sumando un total de doce términos de error. Por este motivo la calibración de dos puertos recibe también el nombre corrección de doce términos de error.

- Calibración de un puerto: con esta calibración, se pueden eliminar tres tipos de errores sistemáticos (directividad, desajuste en el generador y reflection tracking). Para resolver los términos de error se miden tres standards

conocidos, por ejemplo un cortocircuito, un circuito abierto y una carga Z_0 , obteniendo tres ecuaciones con tres incógnitas. Al resolver estas ecuaciones se dará con los términos de errores sistemáticos y permitirá obtener el verdadero valor de los parámetros S de reflexión.

El siguiente esquema servirá para modelar la calibración de un puerto.

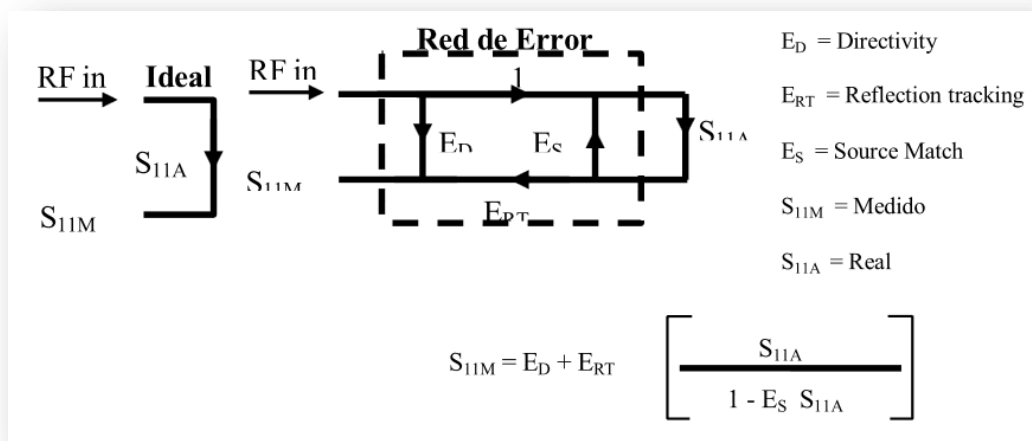


Figura 1.20 Modelo de calibración de un puerto

- Calibración de dos puertos: se trata de la calibración más precisa. Se usa para medidas de reflexión en los dos puertos y de transmisión. Con la calibración de dos puertos se consiguen eliminar los doce términos de error sistemático. Este tipo de calibración necesita doce medidas que se realizan normalmente con cuatro estándares conocidos que son: circuito abierto, cortocircuito, carga y Thru. El esquema siguiente representa el modelo para un dispositivo de dos puertos.

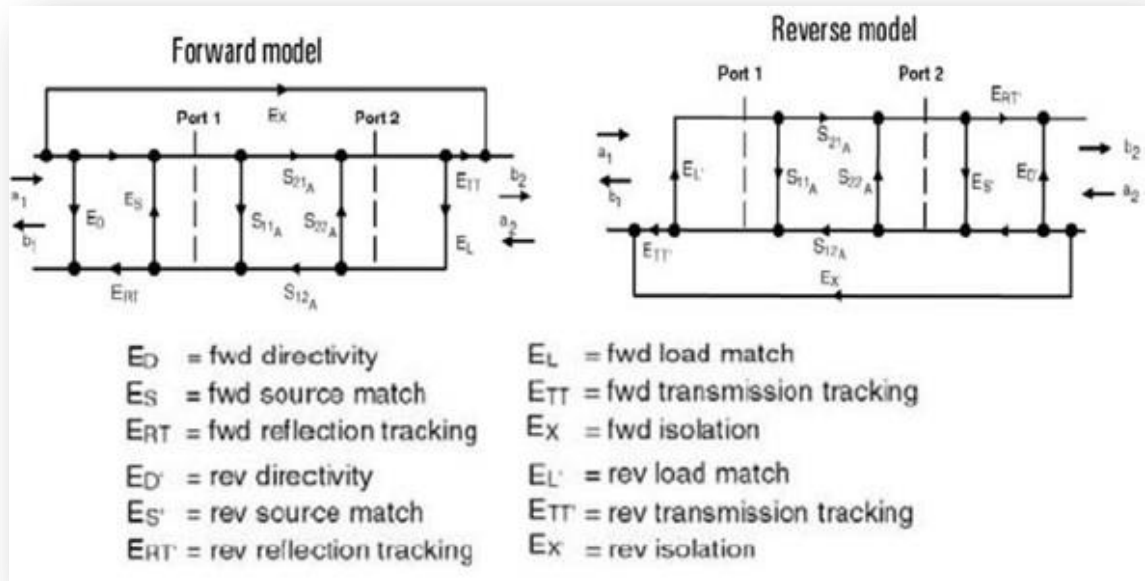


Figura 1.21 Modelo de calibración de dos puertos

Las ecuaciones que se muestran a continuación, se utilizan para obtener los parámetros S reales del dispositivo a partir de los parámetros S medidos, tras haber corregido los términos de error sistemático. Cada uno de los parámetros S definitivos depende de los cuatro parámetros S medidos.



$$\begin{aligned}
S_{11a} &= \frac{\left(\frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}}\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}\right) - E_L \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} E_S\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}\right) - E_L' E_L \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)} \\
S_{21a} &= \frac{\left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} (E_{S'} - E_L)\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} E_S\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}\right) - E_L' E_L \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)} \\
S_{12a} &= \frac{\left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right) \left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} (E_S - E_L')\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} E_S\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}\right) - E_L' E_L \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)} \\
S_{22a} &= \frac{\left(\frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}}\right) \left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} E_S\right) - E_L' \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}{\left(1 + \frac{S_{11m}-E_D}{E_{RT}} E_S\right) \left(1 + \frac{S_{22m}-E_{D'}}{E_{RT'}} E_{S'}\right) - E_L' E_L \left(\frac{S_{21m}-E_X}{E_{TT}}\right) \left(\frac{S_{12m}-E_{X'}}{E_{TT'}}\right)}
\end{aligned}$$

Figura 1.22 Ecuaciones para la calibración de dos puertos

- Calibración TRL: se trata de un tipo de calibración de dos puertos que se utiliza en entornos de microondas distintos del cable coaxial, como mezcladores, guías de onda...Se trata de un tipo de calibración bastante común. Esta calibración elimina doce términos de error. Su principal ventaja es que los estándares de calibración son relativamente fáciles de hacer y definir a frecuencias de microondas. La calibración TRL se usa en entornos donde no es posible la calibración SOLT por la dificultad de obtener buenas cargas y circuitos abiertos. Los estándares usados en una calibración TRL son los siguientes:
 - Throught: Línea de longitud nula
 - Reflect: Dispositivo de alta reflectividad
 - Line: Línea de longitud fija (alrededor de $\lambda/4$)

1.11. CÁMARA ANECOICA

Las cámaras anecoicas aparecen como solución a las interferencias. Su objetivo es simular condiciones de espacio libre evitando las interferencias. Para conseguirlo constan de dos partes fundamentales, la envolvente faradizada y los





materiales absorbentes electromagnéticos. En efecto, la base habitual de una cámara anecoica es una cámara de Faraday, que se recubre interiormente de materiales absorbentes. Una cámara de Faraday es una estructura completamente metálica con la que se consigue una atenuación de los campos incidentes. Tiene una misión bidireccional, es decir, atenuar las interferencias externas para evitar su influencia en el interior, y atenuar los campos generados en el interior, que podrían afectar el entorno exterior. Este recinto faradizado se recubre interiormente de absorbentes electromagnéticos para darle propiedades de absorción y convertirlo finalmente en una cámara anecoica. La finalidad de los absorbentes electromagnéticos es “hacer transparentes” las paredes de la cámara a los campos electromagnéticos y evitar las posibles reflexiones. Los absorbentes pueden ser tipo ferrita, con mejores coeficientes de reflectividad a bajas frecuencias (30 1000MHz) o tipo piramidal, con mejores reflectividades a altas frecuencias (1-40GHz). En este caso se opta por una configuración híbrida para conseguir buenas prestaciones en un amplio ancho de banda: 30MHz-18GHz. Cuando una cámara se recubre de absorbentes en las cuatro paredes y techo pero no en el suelo se denomina semi-anecoica.





MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES





2. MÉTODOS PARA LA CARACTERIZACIÓN DE MATERIALES

La caracterización de materiales se refiere al establecimiento de las características de un material determinado a partir del estudio de sus propiedades físicas, químicas, estructurales, etc.

Existen para ello distintas técnicas de caracterización, de acuerdo al interés que despierte dicho material. Una vez conocidas las características del material puede establecerse la naturaleza del mismo, así como sus posibles aplicaciones. Un ejemplo de ello es la caracterización de materiales semiconductores, lo cual es vital para establecer el uso posterior que puede dársele a los mismos. Otra aplicación muy útil es en el análisis de cargas térmicas, que forma parte del proceso de diseño de instalaciones de aire acondicionado, en el cual se toman en cuenta las propiedades térmicas de los materiales.

A lo largo de este punto se van a explicar algunos métodos básicos que se utilizan para obtener la permitividad de los diferentes materiales.

Estos métodos de caracterización de materiales se pueden dividir en: métodos resonantes y métodos no resonantes.

Para empezar se explicarán una serie de métodos no resonantes. Estos métodos se utilizan para tener una idea general de las propiedades electromagnéticas en un rango de frecuencias. Seguidamente se hablará de los métodos resonantes se usan cuando queremos información precisa de las propiedades dieléctricas de un material a una determinada frecuencia. Para tener un conocimiento preciso de las propiedades dieléctricas de un material se combina el método no resonante con el resonante. En primer lugar se obtiene la información mediante el método no resonante para un rango de frecuencias. Posteriormente se precisa esta información mediante el método resonante.

2.1. MÉTODOS NO RESONANTES

El término resonancia se refiere a un conjunto de fenómenos relacionados con los movimientos periódicos o casi periódicos en que se produce reforzamiento de una oscilación al someter el sistema a oscilaciones de una frecuencia determinada.

Como se ha mencionado anteriormente, estos métodos se utilizan para caracterizar los materiales en un rango de frecuencias concretas. Las propiedades se van a obtener a partir de la impedancia y de la velocidad de onda de los materiales. Consideramos dos medios separados una superficie S . Cuando una onda electromagnética se propaga por el primer medio con unas determinadas características, e incide con esta superficie S , se va producir una reflexión y una transmisión de la onda electromagnética. Al producirse la reflexión la onda se va a propagar por el primer medio, por el contrario, la onda transmitida se va a propagar por el segundo medio. Este segundo medio, va a tener unas características diferentes, por lo que la velocidad y la impedancia de onda varían. Todo ello se puede determinar mediante las Leyes de Snell. La medida de la parte de la onda que se refleja o de la parte que se transmite a través del material nos puede proporcionar información acerca de la permitividad y la permeabilidad del material.

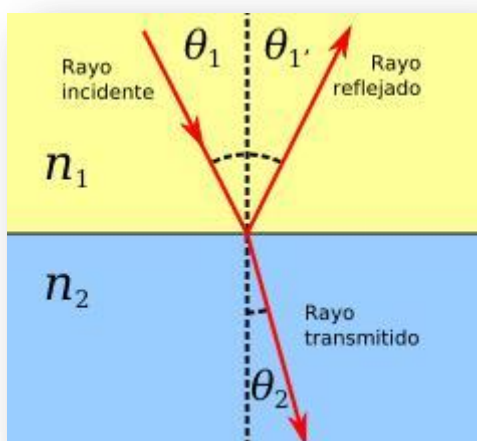


Figura 2.1 Ley de Snell



Ley de Snell:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$

Y sabemos que:

$$n = \sqrt{\epsilon_r}$$

Dentro de los métodos no resonantes podemos diferenciar dos clases: los métodos de reflexión y los métodos de transmisión/reflexión.

Como en los métodos no resonantes es importante poder dirigir la energía electromagnética correctamente hasta el material y poder medir la parte que se refleja y la que se transmite a través de él, necesitaremos una línea de transmisión, que en nuestro caso podrá ser un cable coaxial, una guía o el espacio libre.

2.1.1. MÉTODO DE REFLEXIÓN EN UNA LÍNEA COAXIAL

La caracterización de materiales mediante métodos por reflexión se realiza observando el cambio que se produce en la impedancia de una línea de transmisión cuando introducimos, en una determinada posición, la muestra bajo estudio.

Una de las ventajas más destacadas de la utilización de un cable coaxial como línea de transmisión, es que puede cubrir un gran rango de frecuencias, por el contrario, otras líneas de transmisión no presentan esta ventaja.

Dentro del método de reflexión en una línea coaxial podemos diferenciar dos tipos. Reflexión en circuito abierto y reflexión en cortocircuito.

2.1.1.1. REFLEXIÓN EN CIRCUITO ABIERTO

Como su propio nombre indica, el cable coaxial tiene que encontrarse en circuito abierto. Además, el material que se va a medir debe de estar en contacto directo con dicho circuito. La impedancia entre el circuito abierto y la impedancia del material son diferentes, por lo que no hay adaptación y se va a producir una reflexión cuando la onda electromagnética que viaja por el cable coaxial choque



con la muestra. Como la impedancia del material está relacionada con sus propiedades podremos deducirlas cuando conozcamos su valor.

En la figura siguiente se puede observar el montaje de este método:

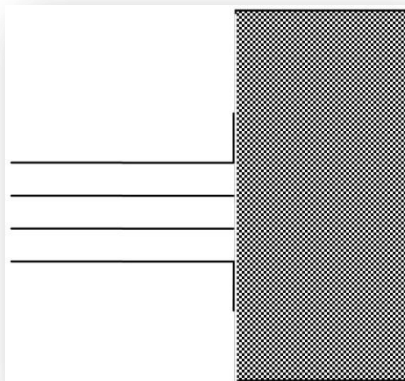


Figura 2.2 Guía en abierto con material

Existen circuitos equivalentes que nos sirven para modelar teóricamente el método.

La impedancia (Z) está relacionada con el valor de la permitividad (ϵ_r) del material. El valor de Z se puede conocer a través de la medida de la señal reflejada, y de este valor obtendremos el valor de ϵ_r . Esta impedancia se corresponde con un condensador.

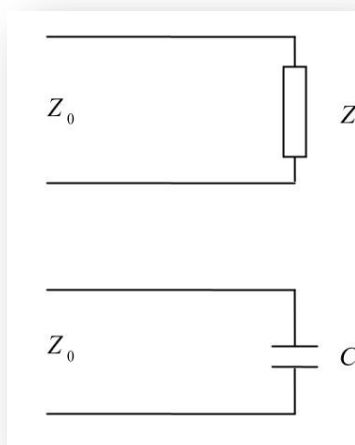


Figura 2.3 Circuito equivalente de cable coaxial con material



La permitividad de la muestra que se está estudiando, se puede obtener si conocemos los ceros de la siguiente función:

$$F(\epsilon_r) = Y_L(\epsilon_r) - Y_m$$

Donde Y_L e Y_m son la admitancia teórica y la medida respectivamente.

A la hora de calcular la admitancia de una forma teórica, nos encontramos con diferentes modelos. El más utilizado es el siguiente:

$$Y_L(\epsilon_r) = j\omega\epsilon_0\epsilon_r C_0 = j\omega\epsilon_0\epsilon_0'(1 - j\tan\delta)C_0$$

Donde tenemos que ϵ_0' es la constante dieléctrica del material y $\tan\delta$ es su tangente de pérdidas. C_0 es la capacidad del condensador en vacío.

2.1.1.2. REFLEXIÓN EN CORTOCIRCUITO

En esta configuración el material se introduce en un segmento de cable coaxial en cortocircuito, con la cara del material en contacto directo con el corto. En la siguiente figura se muestra el montaje:

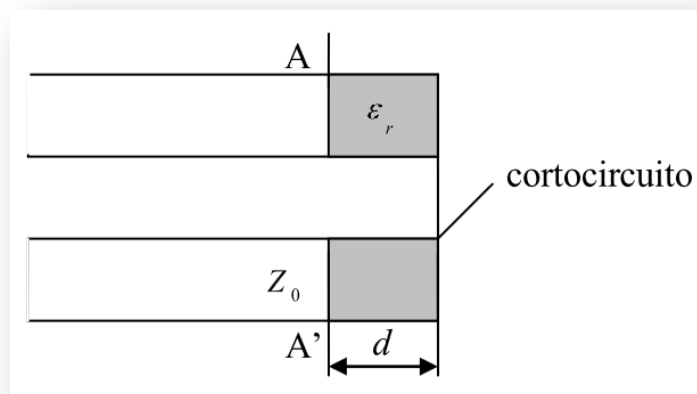


Figura 2.4 Montaje del cable coaxial en cortocircuito

El coeficiente de reflexión en el plano A-A' es el siguiente:



$$S_{11} = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}$$

Donde Z_i es la impedancia de entrada en el plano A-A' y Z_0 es la impedancia característica del coaxial. En la siguiente fórmula expresaremos la impedancia Z_i en función de la permitividad relativa.

$$Z_i = Z_0 \frac{\tanh\left(2\pi d \sqrt{\epsilon_r}/\lambda\right)}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Una de las grandes ventajas de este método es su simplicidad, pero también existen desventajas importantes:

- Para que los resultados sean precisos se necesitan correcciones.
- Es necesario resolver una ecuación trascendental.
- El grosor óptimo de una muestra de material debe ser elegido a priori mediante las siguientes fórmulas para obtener la mayor precisión posible:
 - Material con pocas pérdidas: grosor = $(2n + 1) \frac{\lambda}{4}$
 - Material con pérdidas elevadas: grosor = $\frac{\lambda}{4}$

2.1.2. MÉTODO DE REFLEXIÓN EN UNA GUÍA

Este método es similar al de reflexión en un cable coaxial.

2.1.2.1. REFLEXIÓN EN CIRCUITO ABIERTO

Se trata de un método muy parecido al de reelección en un cable coaxial en circuito abierto. La interacción entre la onda y la muestra (esta muestra debe ser en forma de lámina) se realiza en el espacio libre. La principal ventaja es que no necesita un mecanizado especial, por lo que permite medidas no destructivas, por el contrario, presenta el inconveniente de que requiere teorías complicadas y aproximadas. Otro inconveniente importante es la poca sensibilidad que presenta a las pérdidas.

El montaje de este método consiste en situar una lámina del material que se va a estudiar al final de una guía de onda y medir la cantidad de señal que se refleja, es decir, se va a medir la reflexión. A continuación se muestra como es el montaje:



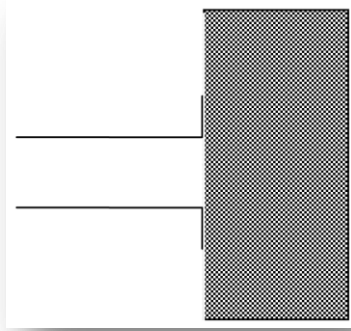


Figura 2.5 Guía en abierto con material

Para poder calcular la admitancia del material, primero se debe conocer el parámetro de reflexión S_{11} , este parámetro se obtiene realizando una medida. La admitancia se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$Y_m = \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}}$$

Después de calcular los ceros de la función que aparece a continuación, se tendrá que calcular la permitividad del material.

$$F(\epsilon_r) = Y_L(\epsilon_r) - Y_m$$

Donde Y_L es la admitancia teórica e Y_m es la admitancia medida. Para hallar el valor de la admitancia teórica existen varios modelos.

2.1.2.2. REFLEXIÓN EN CORTOCIRCUITO. MÉTODO DE ROBERTS-VON HIPPEL

Para la determinación de constantes dieléctricas de distintos medios se necesita una guía de ondas cortocircuitada y parcialmente rellena por el dieléctrico a caracterizar. La muestra debe tener la forma de la guía y ajustarse perfectamente a las paredes de la misma. El modo empleado es el fundamental TE_{10} .

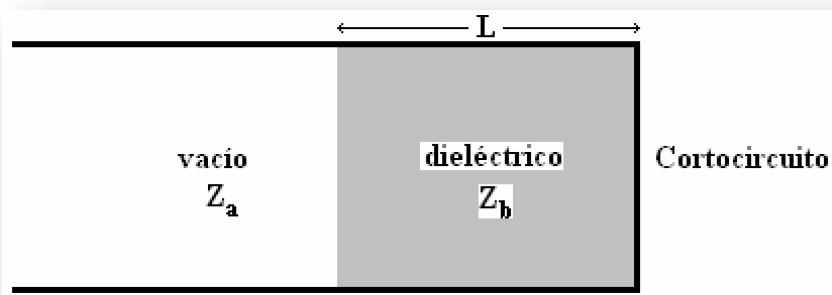


Figura 2.6 Guía de ondas rellena de una muestra dieléctrica a lo largo de una longitud conocida de esta

En la siguiente figura se muestra el montaje de este método.

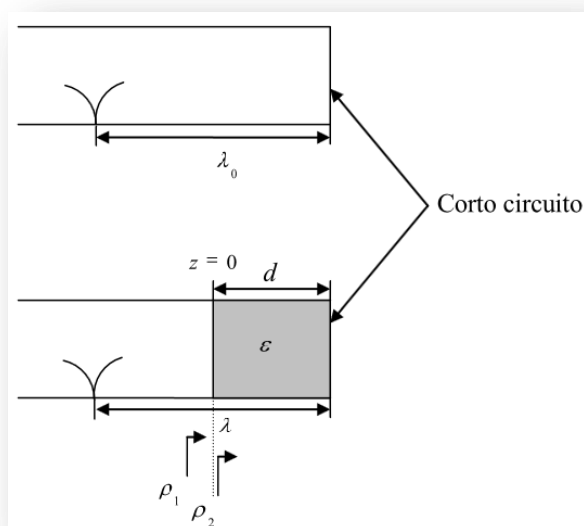


Figura 2.7 Montaje de guía cortocircuitada

Para calcular la permitividad se sigue el siguiente procedimiento, el cual consta de los siguientes pasos:

- Calcular la distancia entre dos mínimos para obtener el valor de la longitud de onda de la guía. A partir de este valor obtener β_0 :

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

- Obtener la posición de un mínimo λ_0 .
- Medir las dimensiones de la muestra de introducirla en el interior de la guía



- Volver a realizar la operación de hallar la posición de un mínimo λ , y a partir de este valor hallar el desplazamiento.

$$\Delta\lambda = \lambda_0 - \lambda$$

- Medir la relación de la onda estacionaria ROE.
- Calcular K mediante la siguiente expresión:

$$K = -j \frac{1}{\beta_0 d} \frac{1 + jS \tan \beta_0 (d + \Delta\lambda)}{S + \tan \beta_0 (d + \Delta\lambda)}$$

- Para hallar el valor de β , hay que enfrentarse a una ecuación trascendente que presenta infinitas soluciones, por lo que para obtener la solución correcta será necesario conocer un valor aproximado de la solución.

$$K = \frac{\tan \beta d}{\beta d}$$

- Conociendo el valor de la constante de corte de la guía k_c calcular el valor de la permitividad.

$$\varepsilon_r = \frac{\beta^2 + k_c^2}{\beta_0^2 + k_c^2} = \left(\frac{c_0}{\omega}\right)^2 (\beta^2 + k_c^2)^2$$

2.1.3. MÉTODO DE REFLEXIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

Antes de nada, se deben tener en cuenta una serie de condiciones, para que las medidas que se realicen sean correctas.

- Campo lejano: cuando se realizan este tipo de medidas, hay que cerciorarse de que se está trabajando en campo lejano, de esta manera las ondas se pueden considerar como ondas planas. Para que se cumpla este requisito, la distancia d ente la antena y el material debe satisfacer la siguiente ecuación.

$$d > \frac{2D^2}{\lambda}$$

donde λ es la longitud de onda de la onda electromagnética y D es la dimensión de la apertura de la antena. Para la ejecución de este proyecto se ha utilizado una antena de bocina rectangular, en este caso D es la longitud diagonal de la apertura rectangular.

Una vez que se cumple la condición de campo lejano en el vacío, este puede ser considerado como una línea de transmisión uniforme.



- Tamaño de la muestra: a la hora de realizar una medida, debemos tener en cuenta el tamaño de la muestra ya que si no es el apropiado, tendremos problemas de difracción. Por lo tanto, para evitar estos problemas de difracción como otros efectos debido a los bordes, el tamaño de la muestra debe de ser mayor que la longitud de onda electromagnética.
- Lugar donde se realizan las medidas: para realizar las medidas: para realizar una buena medida, a parte de tener en cuenta el tamaño de la muestra, es muy importante el entorno que nos rodea, ya que es necesario evitar las reflexiones indeseadas. Por este motivo, las medidas se deben realizar en una cámara anecoica o como en este caso, se realizan en una cámara semianecoica.

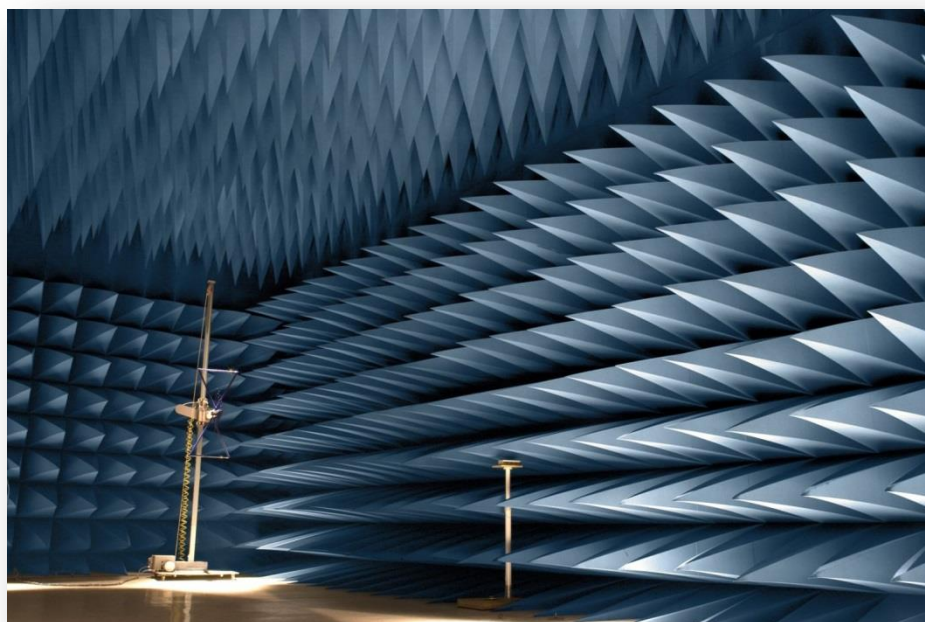


Figura 2.8 Cámara semianecoica

2.1.3.1. REFLEXIÓN EN CORTOCIRCUITO

Para utilizar este método, se debe de colocar la antena frente al material que se va a caracterizar, situado en la parte posterior del material una placa metálica. La distancia entre la antena y la muestra debe de cumplir el requisito de campo lejano citado anteriormente.

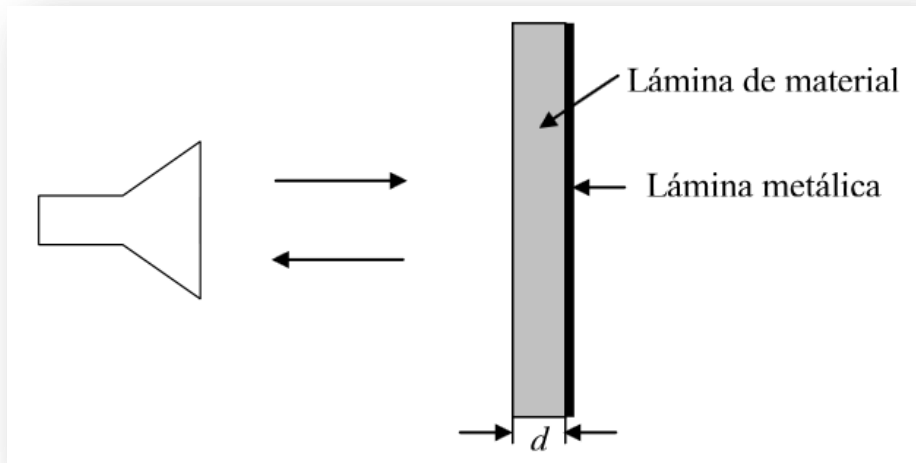


Figura 2.9 Montaje método reflexión en cortocircuito

El parámetro S_{11} (coeficiente de reflexión complejo) entre la muestra y la antena, se puede hallar a partir de la siguiente fórmula:

$$S_{11} = \frac{jZ \tan(\beta d - 1)}{jZ \tan(\beta d + 1)}$$

donde Z es la impedancia normalizada respecto a la impedancia del espacio libre y β es la constante de fase del material bajo estudio.

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_r}$$

La permitividad se obtendrá a partir del parámetro S_{11} medio.

2.1.3.2. REFLEXIÓN CORTOCIRCUITADA DESPLAZABLE

A la hora de usar este método, la muestra se debe colocar directamente enfrente a la abertura de la antena. En la cara opuesta de la muestra se situará la lámina metálica móvil, mediante la cual podremos ajustar la frecuencia de resonancia.

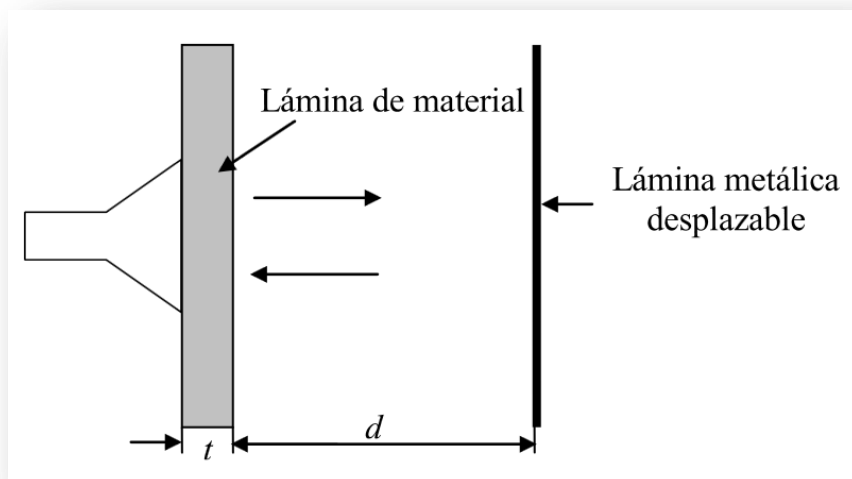


Figura 2.10 Montaje reflexión cortocircuitada desplazable

En el momento en el que una onda incide en el material, parte de la energía se refleja y otra parte se transmite. Este método se basa en realizar las medidas de reflexión cercanas a la frecuencia de resonancia del resonador. En este caso la antena y la muestra se encuentran en contacto por lo que no se cumple el requisito de campo lejano, debido a esto, tienen lugar una serie de reflexiones indeseadas.

Para obtener el valor de la permitividad dieléctrica del material se medirá el coeficiente de reflexión del conjunto del montaje y se irá variando la distancia d. Como el coeficiente de reflexión depende de la distancia entre la lámina metálica y la muestra obtenemos un esquema resonante. Además el sistema debe cumplir:

$$\frac{2\pi t \sqrt{|\epsilon_r|}}{\lambda} \ll 1$$

Donde t es el grosor del material.

El coeficiente de reflexión se podrá obtener a partir de las siguientes fórmulas:

$$\coth \frac{2\pi d_0}{\lambda} = \frac{2\pi t \epsilon_r'}{\lambda}$$

$$\frac{2\pi t \epsilon_r'}{\lambda} = \frac{1 \pm \rho_0}{1 \mp \rho_0}$$



Donde d_0 es la distancia que satisface las condiciones de resonancia y ρ_0 es el coeficiente de reflexión en resonancia.

2.1.3.3. REFLEXIÓN BIESTÁTICO

A la hora de aplicar este método se deben situar dos antenas apuntando hacia la misma cara del material que se va a medir. Una de las dos antenas va a transmitir una onda hacia el material, este va a reflejar parte de la señal que le será recogida por la otra antena. En la siguiente figura se muestra un posible montaje:

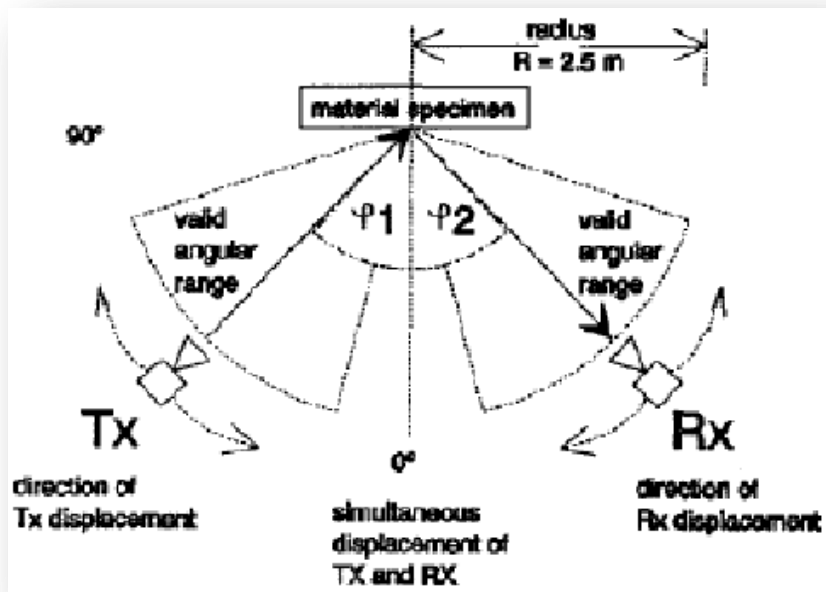


Figura 2.11 Montaje del método de reflexión biestático

El estado de polarización de la onda reflejada dependerá de la polarización de cada una de las antenas y del ángulo que forman con la normal.

Teniendo en cuenta estos dos factores existen dos métodos para el cálculo del valor de la permitividad dieléctrica compleja: el método de Fresnel que consiste en deducir la permitividad a partir de la porción de potencia reflejada y/o transmitida en función del ángulo y el método elipsométrico que consiste en averiguar la permitividad mediante la polarización que llega a la antena receptora (método elipsométrico).

2.1.3.3.1. MÉTODO DE FRESNEL

El método de Fresnel se basa en la medida de la potencia reflejada en el caso de la polarización del campo sea perpendicular o paralela, como función del ángulo de incidencia.

La señal reflejada no está formada solamente por la potencia que se refleja en la capa superficial de la muestra sino también por la potencia que se refleja en el resto de las capas como se puede observar en la imagen. En el caso de la reflexión múltiple la onda reflejada es la suma de todos los rayos paralelos reflejados y transmitidos a través del material. Por tanto tenemos que:

$$E_r = \rho_{tot} E_i$$

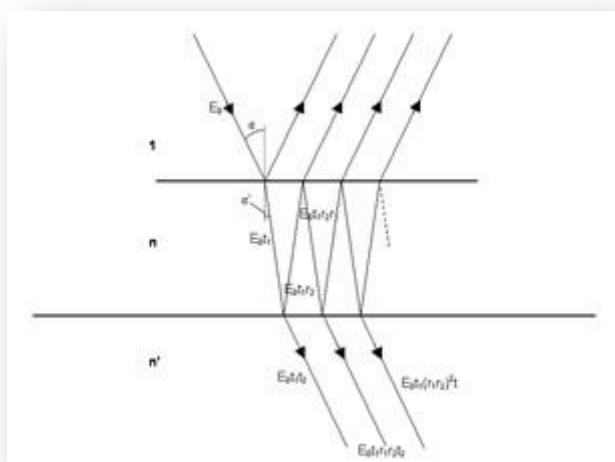


Figura 2.12 Múltiples reflexiones producidas en el material debido al espesor

El coeficiente de reflexión total, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo, el espesor de la muestra y la polarización de la onda es el que recibe el nombre de ρ_{tot} .

$$\rho_{tot} = \frac{1 - e^{-2j\beta}}{1 - \rho^2 e^{-2j\beta}} \rho$$



Donde β es el factor de propagación a través del material, e es el espesor de la muestra, k_0 es el número de onda del espacio libre y ρ es el coeficiente de reflexión entre la muestra y el espacio libre.

$$\beta = k_0 e \sqrt{\varepsilon_r - (\sin \theta_i)^2}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}$$

Dependiendo de la polarización de la onda tendremos dos fórmulas diferentes del coeficiente de reflexión de las que podremos obtener el valor de la permitividad.

$$\rho_p = \frac{\sqrt{\varepsilon_r - (\sin \theta_i)^2} - \varepsilon_r \cos \theta_i}{\sqrt{\varepsilon_r - (\sin \theta_i)^2} + \varepsilon_r \cos \theta_i}$$

$$\rho_s = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - (\sin \theta_i)^2}}{\sqrt{\varepsilon_r - (\sin \theta_i)^2} + \cos \theta_i}$$

2.1.3.3.2. MÉTODO ELIPSOMÉTRICO

El método elipsométrico se basa en la medida del cambio de polarización del campo eléctrico que llega a la antena receptora tras haber sido reflejado en el material para un ángulo de incidencia fijo. Debido a las diferencias en el módulo y/o fase de los coeficientes de reflexión de Fresnel, para las dos polarizaciones (paralelo y perpendicular) lineales, la polarización del campo eléctrico normalmente varía de lineal a elíptica. Para obtener la elipse de la polarización es necesario conocer la relación ρ correspondiente a los coeficientes de reflexión paralelo y perpendicular.

$$\rho_{\parallel} = |\rho_{\parallel}| e^{j\phi_{\parallel}} \quad \rho_{\perp} = |\rho_{\perp}| e^{j\phi_{\perp}}$$

$$\rho = \frac{\rho_{\parallel}}{\rho_{\perp}} \tan(\Psi) e^{j\Delta}$$

Donde:

$$\tan(\Psi) = \frac{|\rho_{\parallel}|}{|\rho_{\perp}|} \quad \Delta = \phi_{\parallel} - \phi_{\perp}$$

La potencia detectada es:

$$P_d = P_{\parallel} + P_{\perp} + 2\sqrt{P_{\parallel}P_{\perp}} \cos(\Delta)$$

Siendo:

$$P_{\parallel} = |\vec{E}|^2 |\rho_{\parallel}|^2 (\cos P)^2 (\cos A)^2$$

$$P_{\perp} = |\vec{E}|^2 |\rho_{\perp}|^2 (\sin P)^2 (\sin A)^2$$

P y A son los ángulos de polarización de las antenas transmisora y receptora respectivamente.

En la siguiente imagen se muestra el montaje de este método, en el que se observa que el ángulo de polarización de la antena transmisora es P (45°), el de la receptora es A y el ángulo de incidencia θ_i de la onda es fijo.

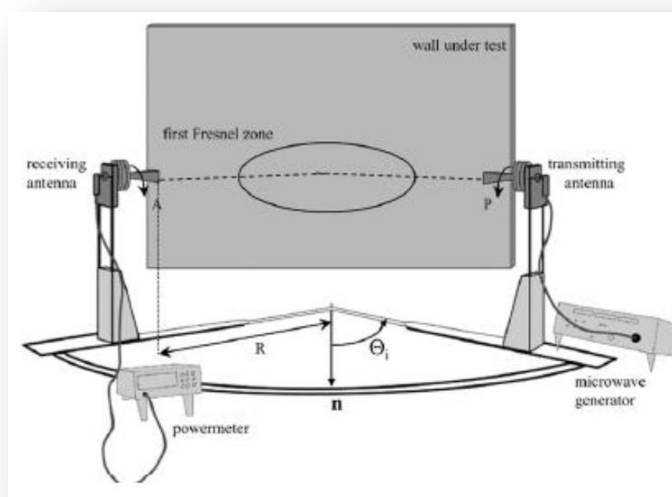


Figura 2.13 Montaje método elipsométrico

Los pasos para calcular la permitividad son los siguientes:

- En recepción medimos la potencia máxima y el ángulo de polarización de la antena receptora para esa potencia, α .



- También medimos la potencia mínima en recepción, obteniendo el parámetro χ de la siguiente fórmula:

$$\tan \chi = \sqrt{\frac{P_{min}}{P_{max}}} = \frac{b}{a}$$

En la siguiente imagen se presenta la polarización de la señal recibida.

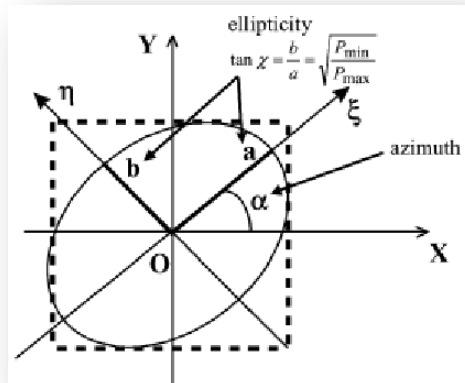


Figura 2.14 Elipse de polarización de la señal recibida

- A partir de los ángulos α y χ se obtienen los parámetros ψ y Δ :

$$\tan(2\alpha) = \tan(2\psi) \cos \Delta$$

$$\tan(2\chi) = \sin(2\psi) \sin \Delta$$

- Con estos parámetros se determina la relación $\rho = \frac{\rho_{||}}{\rho_{\perp}}$, e implícitamente obtenemos el valor de ϵ_r .

2.1.3.4. TRANSMISIÓN BIESTÁTICO

Con este método la muestra con un grosor d y se sitúa en el espacio libre entre una antena transmisora y otra receptora. La onda plana procedente de la antena transmisora está polarizada linealmente e incide normalmente al material. En la siguiente imagen aparece la configuración.

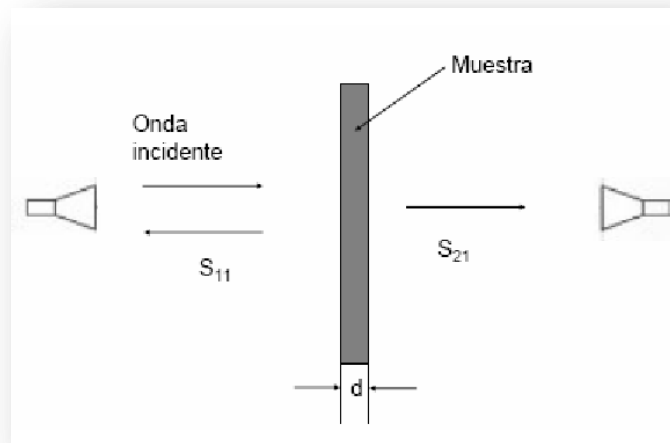


Figura 2.15 Montaje método antenas transmisión biestático

Se miden los parámetros s_{11} y s_{21} en la interfaz aire-material y a partir de estos se obtienen los coeficientes de reflexión ρ , y de transmisión τ .

$$S_{11} = \frac{\rho(1-\tau^2)}{1-\tau^2\rho^2} \quad S_{21} = \frac{\tau(1-\rho^2)}{1-\tau^2\rho^2}$$

Donde:

$$\rho = \frac{z-1}{z+1} \quad \tau = e^{-\gamma d}$$

Z y γ son la impedancia característica normalizada y la constante de propagación del material respectivamente y están relacionadas con la permitividad y permeabilidad mediante las siguientes ecuaciones:

$$\gamma = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad \gamma_0 = \frac{j2\pi}{\lambda_0}$$

De las ecuaciones anteriores se pueden escribir ρ y τ como:

$$\rho = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad \tau = \left(\frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \right)$$

Siendo:

$$z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$



Y finalmente se consigue la permitividad:

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \rho}{1 + \rho} \right)$$

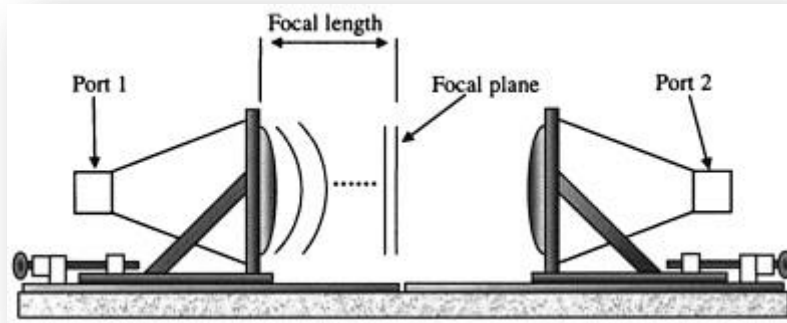


Figura 2.16 Transmisión biestático en el espacio libre

2.2. MÉTODOS RESONANTES

Como bien se ha mencionado con anterioridad, el término resonancia se refiere a un conjunto de fenómenos relacionados con los movimientos periódicos o casi periódicos en que se produce reforzamiento de una oscilación al someter el sistema a oscilaciones de una frecuencia determinada.

A partir de este método se pueden obtener las propiedades de un material para una o varias frecuencias discretas. Este tipo de método es mucho más preciso que los métodos no resonantes.

Los métodos resonantes se pueden dividir en dos tipos:

- Método resonador
- Método de perturbación resonante

2.2.1. MÉTODO RESONADOR

Para poder utilizar este método, se necesitan conocer las dimensiones de un resonador dieléctrico. Sabiendo estas dimensiones, se puede calcular la

permitividad a partir de la frecuencia de resonancia y el factor de calidad de dicho resonador. Se suele utilizar para materiales de constante dieléctrica elevada.

El montaje consistirá en situar la muestra del material entre dos láminas conductoras, de modo que funcione como un resonador. Las propiedades resonantes de esta configuración se determinan las propiedades del dieléctrico y de las dos láminas conductoras.

El modo de trabajo ha de ser uno que no tenga campo eléctrico transversal entre el material y las láminas conductoras, habitualmente trabajaremos en el modo TE_{011} .

2.2.1.1. RESONADOR RECTANGULAR

El montaje se muestra en la siguiente imagen:

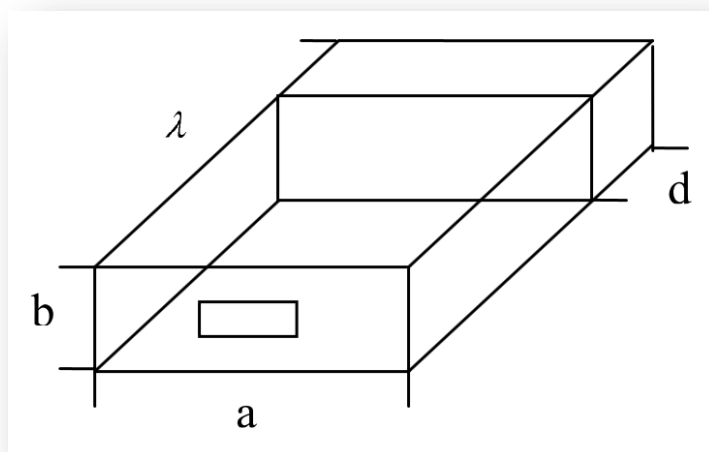


Figura 2.17 Cavidad resonante rectangular con material

Para obtener el valor de la permitividad del material, se han de seguir los siguientes pasos que se detallan a continuación:

- Tomar las medidas de la cavidad resonante (a, b y d).
- Realizar las medidas de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad con la cavidad vacía.



- Comprobar que la frecuencia de resonancia medida coincide con la teórica, que se obtiene de la siguiente fórmula:

$$f_0 = \frac{C_0}{2\pi} \sqrt{k_c^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}$$

- Introducir la muestra de material en la cavidad y volver a realizar los cálculos anteriores.
- Calcular la constante de fase de la zona vacía.

$$\beta_0 = \sqrt{\left(\frac{2\pi f}{c_0}\right)^2 - k_c^2}$$

- Calcular la magnitud k

$$k = -\frac{\tan \beta_0(1-d)}{\beta_0 d}$$

- Calcular la constante de fase del dieléctrico

$$k = \frac{\tan \beta d}{\beta d}$$

- Obtener la parte real de la permitividad mediante la siguiente fórmula

$$\varepsilon_r = \frac{\beta^2 + k_c^2}{\beta_0^2 + k_c^2} = \left(\frac{c_0}{\omega}\right) (\beta^2 + k_c^2)$$

- Para obtener el valor de las pérdidas del dieléctrico en primer lugar se calcula la profundidad de penetración efectiva a partir de Q_0

$$\delta_{eff} = \frac{abl(p^2 a^2 + l^2)}{[2b(p^2 a^3 + l^3) + al(p^2 a^2 + l^2)]Q_0}$$

- Continuar con el cálculo de Q' , u , r y s

$$Q' = \frac{ab(\beta^2 + k_c^2) \left\{ u(2d-s) + \frac{[2(1-d)-r]}{\varepsilon_r'} \right\}}{\delta_{eff} \{ k_c^2(2d+a)[2(1-d)-r+u(2d-s)] + 2a(\beta_0^2 + u\beta^2) + a\beta_0^2[2(1-d)+r] + au\beta^2(2d+s) \}}$$

$$u = \frac{(\sin \beta_0(1-d))^2}{(\sin \beta d)^2}$$

$$r = \frac{\sin 2\beta_0(1-d)}{\beta_0}$$

$$s = \frac{\sin 2\beta d}{\beta}$$

- Por último calcular las pérdidas del dieléctrico

$$\tan \delta = \frac{u(2d - s) + [2(1 - d) - r] / \epsilon_r'}{u(2d - s)} \left(\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q'} \right)$$

2.2.1.2. RESONADOR CILÍNDRICO

El método del resonador cilíndrico es muy similar al resonador explicado anteriormente (el resonador rectangular) y resuena en el modo TE_{01p}

En la siguiente imagen se puede observar como es el montaje:

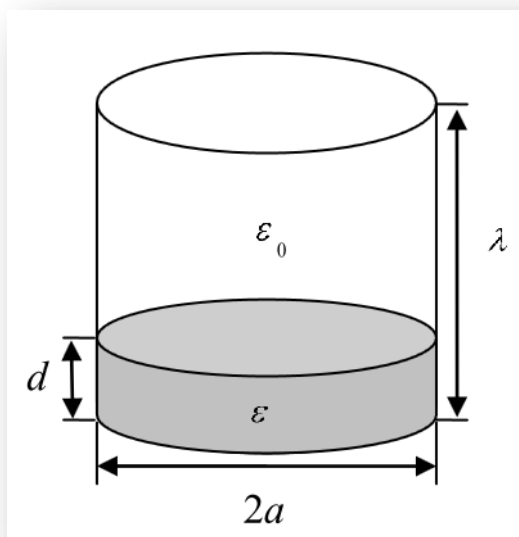


Figura 2.18 Resonador cilíndrico con material

A la hora de realizar una medida, se deben seguir los siguientes pasos:

- Realizar las medidas de f_0 , Q_0 , f y Q .
- Calcular β_0 y l a partir de a y f_0 .
- Calcular k .
- Calcular β y obtener la parte real de la permitividad.
- Calcular la penetración efectiva según la ecuación siguiente:



$$\delta_{eff} = \frac{al(p'_{01}{}^2 l^2 + p^2 \pi^2 a^2)}{Q_0(p'_{01}{}^2 l^3 + 2p^2 \pi^2 a^3)}$$

- Calcular $u, r, y s$.
- Calcular Q' con $\tan \delta = 0$

$$Q' = \frac{\left\{ u(2d - s) + \frac{[2(1 - d) - r]}{\varepsilon_r'} \right\}}{\frac{\delta_s}{a(\beta^2 + k_c^2)} \{ k_c^2 [2(1 - d) - r + u(2d - s)] + 2a(\beta_0^2 + u\beta^2) \} + u(2d - s) \tan \delta}$$

- Obtener la tangente de pérdidas

2.2.2. MÉTODO DE PERTURBACIÓN RESONANTE

A la hora de utilizar este método, se debe introducir la muestra que se va a estudiar en la estructura resonante. Al igual que en el método del resonador, obtenemos la permitividad a partir de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad, sin embargo, también depende de las condiciones de contorno. Esto es debido a que estas varían al introducir una muestra de material en el resonador.

Se pueden diferenciar 3 tipos de perturbación resonante:

- Perturbación en la forma de la cavidad. Se utiliza para ajustar la frecuencia de resonancia.
- Perturbación en las pérdidas de las paredes del resonador. Consiste en sustituir las paredes de la cavidad por paredes formadas por la muestra, de este modo conseguiremos variar la frecuencia de resonancia y el factor de calidad.
- Perturbación en el material. En este método el material se introduce en el interior de la cavidad, variado de este modo la frecuencia de resonancia.





MATERIALES





3. MATERIALES

3.1. NOMENCLATURAS DE LOS MATERIALES

Los materiales dieléctricos que se han caracterizado, se pueden dividir en tres grandes grupos. Estos grupos son:

- Maderas
- Plásticos
- Losa

A la hora de identificar los materiales, se ha utilizado un código alfanumérico que cumple las siguientes reglas:

- La primera letra de cada nombre indica el grupo al que pertenece:
A: Aire
C: Chapa metálica
S: Plásticos y materiales sintéticos
L: Losas, ladrillos, piedras, baldosas...
M: Maderas y aglomerados
- Las tres cifras siguientes se usan para identificar cada muestra dentro de su grupo.

3.2. LISTA DE MATERIALES

En las tablas siguientes aparecen todos los materiales medidos clasificados según los grupos a los que pertenecen.

En la primera columna aparecen los nombres de las muestras según el código alfanumérico, la segunda es una descripción del tipo de material, en la tercera se indican las dimensiones de la muestra, tanto el grosor como la anchura y la longitud; y en la última columna aparece una imagen de la muestra.





Las muestras de han dividido en plásticos y vidrios (tabla 3.1), maderas (tabla 3.2), losas (tabla 3.3), y además se han puesto las características de la plancha metálica utilizada para corregir los datos obtenidos y tener así en cuenta las pérdidas que se producen en la señal al propagarse por el medio.

3.2.1. PLÁSTICOS Y VIDRIOS




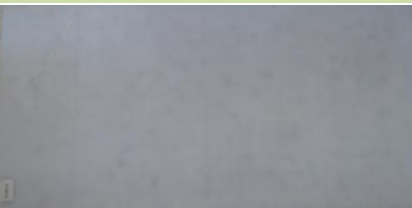
NOMBRE	TIPO DE MATERIAL	DIMENSIONES	IMAGEN
S001a	Corcho naranja	Grosor: 1,9 cm 60x125,7 cm	
S002a	Styroglass	Grosor: 4 mm 50,3x100 cm	
S003a	Ecoglass liso transparente	Grosor: 2 mm 50,3x100 cm	
S004a	Ecoglass blanco	Grosor: 4,5 cm 50,1x103 cm	

Tabla 3.1 Plásticos y vidrios caracterizados



3.2.2. MADERAS

NOMBRE	TIPO DE MATERIAL	DIMENSIONES	IMAGEN
M005a	Aglomerado Chapado en verde	Grosor: 1,6 cm 30x60 cm	
M007a	Aglomerado de densidad media	Grosor: 1,9 cm 30x60 cm	
M008a	Tablero alistonado de Abeto	Grosor: 2,1 cm 30x60 cm	
M009a	Tablero alistonado	Grosor: 2,2 cm 30x60 cm	
M010a	Contrachapado	Grosor: 1 cm 30x60 cm	

Tabla 3.2 Maderas caracterizadas



3.2.3. LOSAS

NOMBRE	TIPO DE MATERIAL	DIMENSIONES	IMAGEN
L016a	Loseta de pizarra prensada	Grosor: 8 mm 30x60 cm	

Tabla 3.3 Losas caracterizadas

3.2.4. METALES

NOMBRE	TIPO DE MATERIAL	DIMENSIONES	IMAGEN
Metal	Plancha metálica	Grosor: 4 mm 43,2x70 cm	

Tabla 3.4 Plancha metálica



DESCRIPCIÓN EXPERIMENTAL





4. DESCRIPCIÓN EXPERIMENTAL

4.1. FACTORES A TENER EN CUENTA EN LA ELECCIÓN DE LA TÉCNICA

A la hora de escoger la técnica más adecuada se deben tener en cuenta una serie de consideraciones previas. En el apartado donde se detallan los métodos para la caracterización de materiales se explican las ventajas, inconvenientes y limitaciones que tienen cada uno de ellos. Los principales factores a tener en cuenta van a ser: material a medir, frecuencias a las que se desea realizar la medida y objetivo de la medida.

Las técnicas de guía o línea serán útiles cuando se desea medir con buena precisión a frecuencias bajas y medias dentro del rango de microondas. Son aplicables a materiales con bajas o altas pérdidas pero inapropiadas cuando no permiten un fácil mecanizado. También resultan adecuadas cuando el objetivo es el estudio de la variación de los parámetros del material en función de la temperatura.

Las técnicas en medio libre resultan más adecuadas para caracterizar materiales con pérdidas importantes, aunque no admiten un fácil mecanizado. Su aplicación es más fácil cuanto mayor es la frecuencia, pero no resultan útiles cuando se desea control de temperatura. Precisan de gran cantidad de material.

Las técnicas de puente son técnicas muy precisas al estar basadas en detección por cero, pero de aplicación limitada ya que necesitan de buenos patrones de impedancia, lo que resulta difícil de conseguir.

Las técnicas en resonadores son las más sensibles, por lo que son las más útiles para medidas precisas en materiales de bajas pérdidas. Sólo permiten medida a una frecuencia fija. La cantidad de material a medir necesaria es poca.



4.2. ELECCIÓN DE LA TÉCNICA

Se pueden encontrar diferentes métodos a la hora de caracterizar los materiales, sin embargo, para la elaboración de este proyecto se ha optado por el método elipsométrico. Este método se encuentra dentro de los métodos de reflexión en el espacio libre y cuenta con las siguientes ventajas y desventajas:

Como ventajas se pueden destacar las siguientes:

- Es un método no destructivo. Los materiales que se miden no sufren ningún tipo de transformación o preparación previa. Debido a esto se descartan los métodos de resonadores, el de reflexión de coaxial en cortocircuito y el de guía cortocircuitada que tienen que adaptar la muestra a la forma de la célula de medida.
- Las medidas a realizar son bastante simples, ya que solo se obtienen los parámetros S y para ello basta con disponer de un analizador de redes de dos antenas, no se necesitaría ningún equipo adicional.
- Con este método se pueden caracterizar materiales de altas ó bajas pérdidas.
- Se pueden realizar medidas a varias frecuencias (barrido de frecuencias), por el contrario en el resto de resonadores esto no sería posible.
- La realización de medidas a varias frecuencias nos permite asegurarnos de que el valor experimental es correcto ya que es posible compararlo con el obtenido a otras frecuencias.

Por el contrario, también se presenta algún inconveniente:

- Las muestras deben ser grandes para evitar los efectos de difracción. Además también se produce un efecto borde, ya que los materiales tienen un determinado grosor, deben medir como mínimo el doble de la longitud de onda.
- Otro inconveniente es el ruido. A pesar de realizar las medidas en la cámara semianecoica para eliminarlo en la medida de lo posible, en algunas





frecuencias los valores obtenidos no son válidos por lo que existe algo de ruido.

4.3. REQUISITOS PREVIOS

Para obtener unos resultados correctos es necesario considerar una serie de aspectos. Para que se cumplan estos requisitos hay que tener en cuenta el tipo de antenas utilizadas, el tamaño de las muestras a analizar, la distancia a la que se van a colocar las muestras.

4.3.1. CAMPO LEJANO

Para utilizar este método es necesario asegurarse que las ondas electromagnéticas que chocan contra el material sean ondas planas. Para que se cumpla esta condición, la distancia (d) entre las antenas debe cumplir los requisitos de campo lejano.

$$d > \frac{2D^2}{\lambda}$$

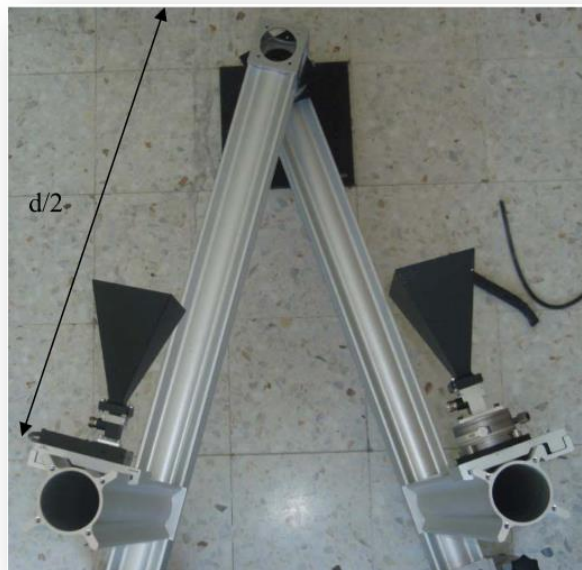


Figura 4.1 Distancia entre las dos antenas



Donde:

- λ es la longitud de onda de la onda electromagnética $\lambda = \frac{c}{f}$. En este caso se estudia el comportamiento de los materiales en un rango de frecuencias de 8 a 10 GHz, por lo que las longitudes de onda irán de 3 cm a 3,75 cm.
- D es la mayor dimensión de la apertura de la antena. En este caso se han usado antenas de bocina piramidal y D es la longitud diagonal de la apertura rectangular, 17,5 cm.

Con todos estos datos obtenemos que la distancia a la que se deben colocar las antenas aproximadamente sea 163,33 cm. En nuestro caso, la distancia entre la antena y la muestra es de 82 cm y entre la muestra y la antena receptora es de otros 82 cm con lo que la distancia total que separa las 2 antenas es de 164 cm, con lo que se cumple la condición.

Cuando conseguimos que se cumplan los requisitos del campo lejano el vacío puede ser considerado como una línea de transmisión uniforme.

4.3.2. TAMAÑO DE LA MUESTRA

Cuando se va a realizar la caracterización de diferentes tipos de muestras a través del método elipsométrico, hay que cerciorarse, que este tipo de método pertenece al método de espacio libre, por lo que el tamaño de la muestra debe ser mayor que la longitud de onda electromagnética. Si no se cumple esta condición, se va a producir un fenómeno conocido como dispersión.

Además, para minimizar los efectos debidos a los bordes, el tamaño de la muestra ha de ser al menos dos veces la longitud de onda.

Las longitudes de onda con las que se está trabajando van de 3 a 3,75 cm, con lo que el tamaño de la muestra tiene que ser como mínimo de 7,5 cm. Como se puede observar en las tablas de materiales (tablas 3.1, 3.2, 3.3), se han escogido muestras que cumplieran esta condición, todas superan los 7,5 cm en cualquiera de sus lados.





4.3.3. LUGAR DONDE SE REALIZAN LAS MEDIDAS

En un montaje de transmisión en espacio libre, cuando el tamaño de la muestra deja de ser un problema nos encontraremos con que el medio donde realizamos las medidas las condiciona. A frecuencias bajas los efectos del medio son más importantes. Para minimizarlos es recomendable realizar las medidas en una cámara anecoica.

En este caso se ha utilizado una cámara semianecoica, consiste en una sala en la que las paredes y el techo están recubiertos de un material absorbente de radiaciones electromagnéticas. Las cámaras anecoicas también tienen cubierto el suelo este material, pero en nuestro caso no, ya que es semianecoica.

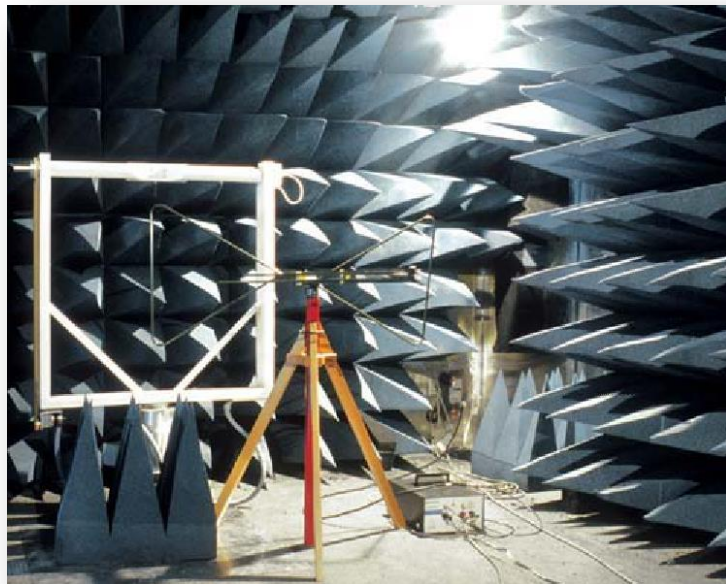


Figura 4.2 Cámara semianecoica del laboratorio del DIAC en la EUITT

4.3.4. CALIBRACIÓN

Para poder obtener unas medidas precisas de los materiales que se van a medir, no es suficiente con disponer de un analizador de redes de alta calidad, sino que es necesario realizar una calibración óptima para eliminar los errores sistemáticos.

Estos errores sistemáticos pueden ser eliminados mediante una corrección de errores vectorial, donde se miden varios estándares conocidos.



Figura 4.3 Analizador de redes vectorial 8720 C HP del laboratorio del DIAC

Siempre que se vaya a utilizar un analizador de redes será imprescindible realizar la calibración adecuada del analizador, o bien recuperar una calibración guardada con anterioridad, aunque transcurrido un periodo de tiempo a pesar de poder utilizar una calibración guardada, es recomendable realizar una nueva calibración, ya que en los errores sistemáticos no son constantes y tiene una pequeña variación.

Para la realización de este proyecto es necesario conocer los parámetros S de transmisión (S_{12} y S_{21}) por lo que se debe realizar una calibración de dos puertos.

Por lo tanto, antes de realizar cualquier medida con el analizador de redes se debe calibrar el equipo o bien recuperar una calibración guardada con anterioridad.

En el caso del método de Fresnel utilizado en el proyecto se dispone de dos antenas y se va a medir el parámetro de transmisión S_{21} , por lo que se realizará una calibración de dos puertos.



Para la calibración disponemos de:

- El kit de calibración



Figura 4.4 Kit de calibración

Contiene:

- Varios tipos de transiciones que permiten tanto la conexión del analizador con los cables coaxiales como la conexión entre cables
- Los estándares eléctricos usados para las calibraciones, en este caso son tres:
 - ✚ OPEN (circuito abierto)
 - ✚ SHORT (cortocircuito)
 - ✚ MATCH (carga adaptada)



Figura 4.5 Estándares de calibración "OPEN", "SHORT", "MATCH" y transiciones

- Cables coaxiales de alta calidad de forma que introduzcan el menor ruido y errores posibles.



Figura 4.6 Cable coaxial MICRO-COAX UFA210A

La calibración se va a realizar en el extremo del cable coaxial y no a la salida del analizador para incluir así los posibles errores que introduce el coaxial.

El proceso sería el siguiente:



- En primer lugar se debe acceder al menú de calibración pulsando el botón CAL como se muestra en la siguiente imagen:

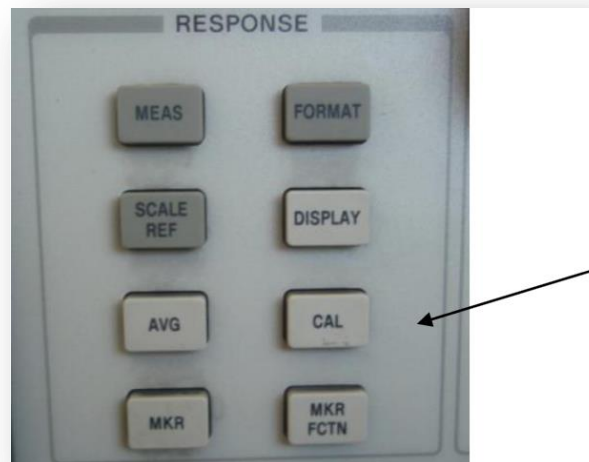


Figura 4.7 Paso 1 del calibrado

- Dentro del menú de calibración, se seleccionará la opción CALIBRATE MENÚ.

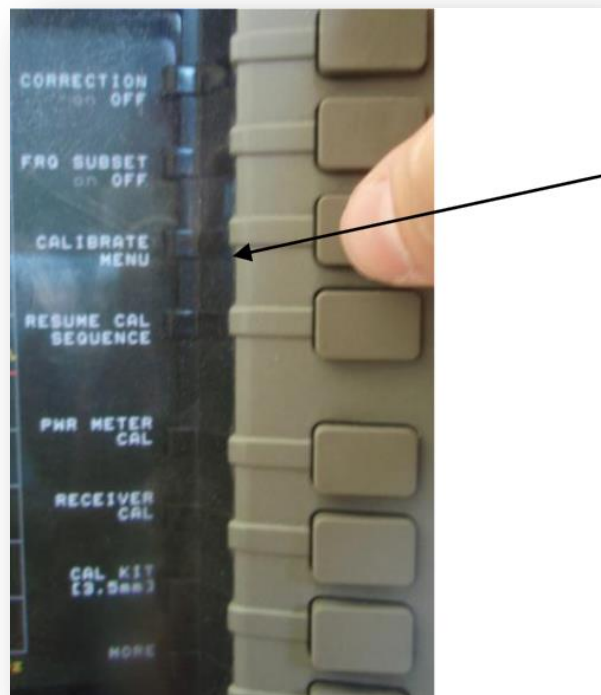


Figura 4.8 Paso 2 del calibrado

- A continuación se debe seleccionar el tipo de calibrado, para este caso, se debe optar por FULL 2-PORT, debido a que interesa medir los parámetros S de transmisión (S_{12} y S_{21}).

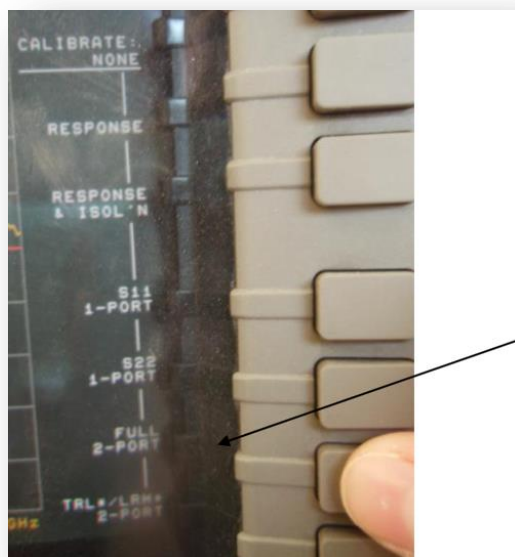


Figura 4.9 Paso 3 del calibrado

- Una vez seleccionada la opción FULL 2-PORT, se despliega un submenú con tres opciones.



Figura 4.10 Paso 4 del calibrado



- Dentro del menú anterior, se seleccionará REFLECT'N, donde se calibrará en primer lugar el puerto 1 (S_{11}) y posteriormente el puerto 2 (S_{22}).



Figura 4.11 Paso 5 del calibrado

Como se ha dicho anteriormente primero se calibrará el puerto 1, para ello se debe realizar el siguiente montaje:

- En primer lugar se debe conectar el cable coaxial al puerto 1 del analizador, si es necesario, se utilizaría alguna transición.
- En el otro extremo del cable se sitúan los estándares (Open, Short) y se van pulsando los botones correspondientes.
- Los parámetros se guardarán y posteriormente se realizará el mismo proceso en el otro puerto.

Una vez realizadas las calibraciones en los dos puertos se pulsa la tecla REFLECT'N DO y volverá al submenú anterior.

En la imagen se puede observar, a modo de ejemplo, el coaxial terminado con el estándar OPEN.



Figura 4.12 Montaje para la calibración de los parámetros en reflexión

- Una vez calibrada la reflexión, se debe proceder a la calibración de la transmisión. Para ello se debe pulsar el botón TRANSMISSION, de esta manera, se realizará la calibración conjunta de los dos puertos. Para esta medida es necesario unir los dos cables coaxiales, lo que se hará mediante una transición o conector como se muestra a continuación:



Figura 4.13 Montaje para la calibración de los parámetros de transmisión



- En esta ocasión se elige DO BOTH FWD + REV. Al terminar, como en el submenú anterior se pulsa TRANS DONE.

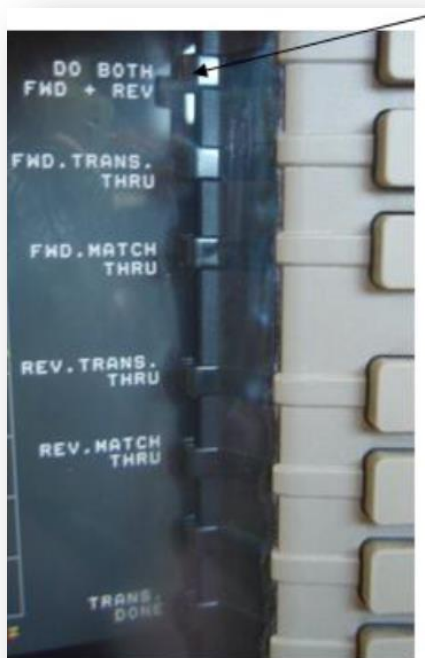


Figura 4.14 Paso 7 del calibrado

- Para terminar la calibración, se debe pulsar el botón ISOLATION y se elegirá la opción AMIT ISOLATION. Una vez hecho esto se pulsará CALIBRATION DONE.



Figura 4.15 Paso 8 del calibrado

- Por último, se puede guardar la calibración realizada para posteriores medidas.

Tras haber realizado estos pasos, se puede decir, que el analizador está preparado para poder medir sin errores.

4.4. ELEMENTOS UTILIZADOS PARA REALIZAR LAS MEDIDAS

En este apartado se explicaran todos los elementos que han sido utilizados para realizar las medidas de los materiales. No sólo es necesario un analizador de redes y dos antenas para realizar las medidas, sino, que también se deben utilizar otros dispositivos como por ejemplo un ordenador e incluso una habitación especial, entre otros.



4.4.1. ANTENAS

Se han utilizado dos antenas de bocina piramidal, una como receptora y otra como transmisora. Estas antenas se utilizan como una transición entre un medio la guía de onda y el espacio libre. La bocina piramidal es la antena formada por la extensión natural de la guía onda, por lo que mantiene las características de campo del modo principal de la guía onda.



Figura 4.16 Antenas de bocina piramidal

Las antenas de bocina, son antenas de banda ancha debido a su carácter no resonante, por lo que cubren toda la banda de frecuencias a las que trabaja la guía de onda a la que van conectadas (entre 8 y 10 GHz).

Una de las antenas consta de un motor, la otra tiene una escala manual que permiten girarlas y por lo tanto variar su polarización. En este caso las antenas se colocarán una en frente de la otra para que sea una incidencia normal.

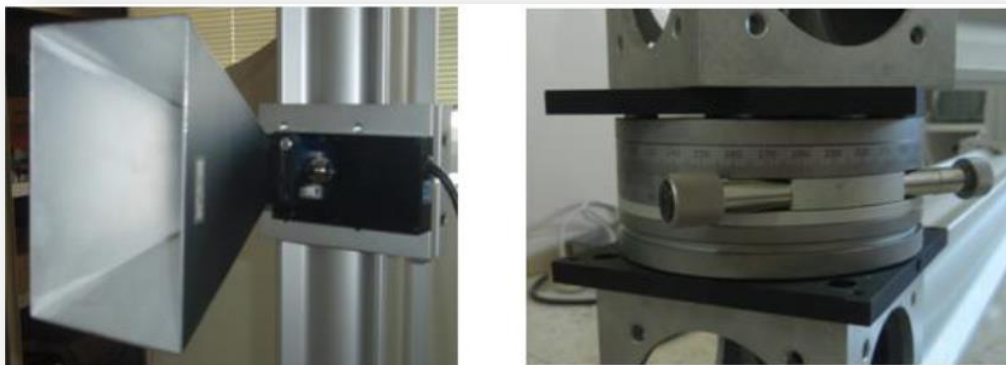


Figura 4.17 Motor y escala manual de las antenas

Las dimensiones de las antenas piramidales van a ser:

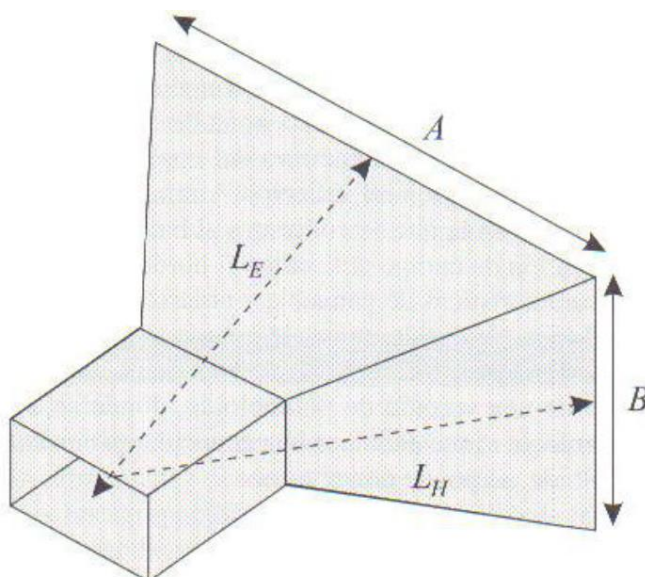


Figura 4.18 Esquema de las dimensiones de la antena de bocina piramidal

- $A=14,4$ cm
- $B=10,7$ cm
- $L_H=18$ cm
- $L_E=16$ cm

A partir de los valores anteriores se puede calcular la directividad utilizando la siguiente fórmula:

$$D = 6,4 \frac{AB}{\lambda^2}$$



Tomando un valor de longitud de onda intermedio (entre 3 y 3,75 cm este caso) obtenemos que las antenas utilizadas tienen una directividad de 82,84.

4.4.2. CABLE COAXIAL

Para poder realizar las medidas, se debe conectar el analizador de redes a las antenas piramidales. Para ello se va a utilizar un cable coaxial de bajas pérdidas y que trabaje en el mismo rango de frecuencias que las antenas. El modelo de los cables empleados es MICRO-COAX UFA210A, que tiene un grosor de 5,33 mm, una impedancia de 50 ohmios y permite trabajar como máximo a una frecuencia de 26,5 GHz.



Figura 4.19 Cable coaxial MICRO-COAS UFA210A

Como se puede apreciar en la imagen anterior, cada extremo del cable está terminado en un conector diferente. En uno de los extremos se encuentra una toma tipo SMA, para la conexión con el analizador de redes. El otro extremo termina en un conector de tipo N, para la conexión a la transición de la guía.

A continuación se muestran las imágenes de ambos conectores.

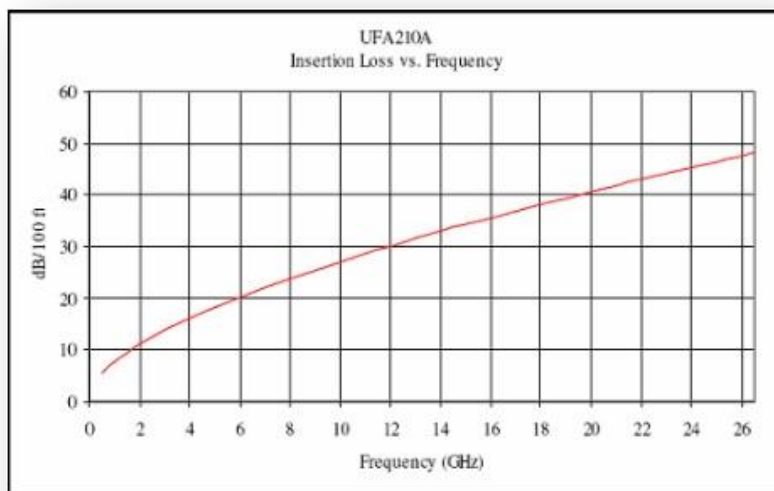


Figura 4.20 Conector SMA del cable coaxial



Figura 4.21 Conector tipo N del cable coaxial

En la gráfica se puede observar la relación existente entre las pérdidas de inserción y la frecuencia, se puede observar cómo crecen al aumentar la frecuencia.



Gráfica 4.1 Relación de las pérdidas de inserción con la frecuencia del cable coaxial

Lógicamente la atenuación aumenta conforme lo hace la frecuencia, pues la atenuación de un cable coaxial responde a la siguiente expresión:



$$\alpha \left(\frac{dB}{100m} \right) = \alpha_c + \alpha_D = k_c \cdot \sqrt{f(MHz)} + k_D \cdot f(MHz)$$

Donde k_c es una constante que depende del conductor del cable coaxial y k_D es una constante que depende del dieléctrico del cable coaxial.

4.4.3. CAMARA SEMIANECOICA

En el modelo de medidas que se ha llevado a cabo supuestamente no existe ningún objeto entre la antena transmisora y la receptora. La situación más parecida al espacio libre es la obtenida al realizar las medidas en una cámara anecoica. Como en nuestro caso sólo disponíamos de una cámara semianecoica las medidas se llevaron a cabo en ella para evitar cualquier tipo de reflexión en las paredes y techo que pudieran distorsionar el resultado de las mismas.

Concretamente la cámara semianecoica donde se han realizado las medidas, tiene las paredes y el techo cubiertos con cuñas de material absorbente en forma de pirámide, cuya base se encuentra apoyada sobre la pared. A continuación se muestra una imagen de la cámara semianecoica donde se han realizado las medidas.

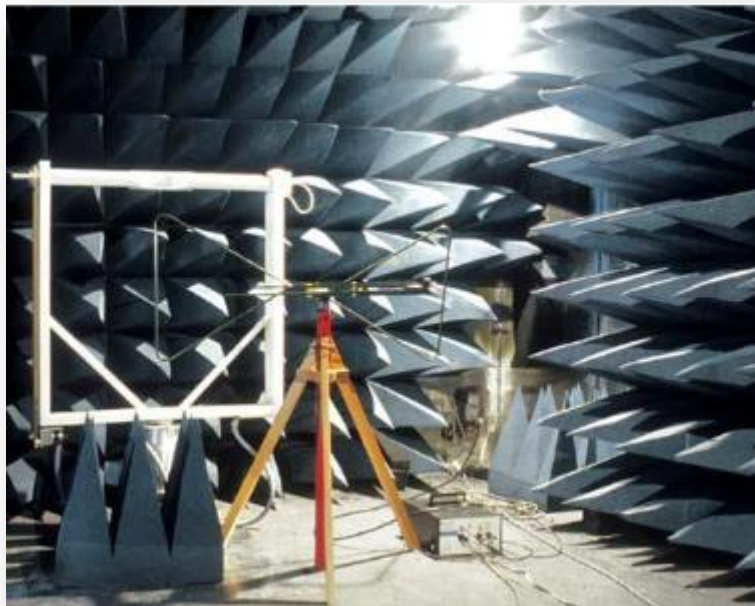


Figura 4.22 Cámara semianecoica del laboratorio de DIAC en la EUITT

4.4.4. GPIB

En un estándar de bus de datos digital que sirve para conectar dispositivos de medida (osciloscopios, analizador de redes, etc.) a ordenadores.

Su historia comienza cuando, a finales de los 60, Hewlett-Packard (HP) era un fabricante de equipos de test e instrumentos de medición. Desarrolló el HP Interface Bus (HP-IB) para permitir una más fácil conexión entre instrumentos y controladores como los ordenadores.

Otros fabricantes copiaron el HP-IB, llamando a su implementación el General Purpose Interface Bus (GPIB).

En 1975 el bus fue estandarizado por el IEEE como IEEE Digital Interface for Programmable Instrumentation, IEE-488.



Figura 4.23 USB/GPIB Aligent 82357A.

El modelo Agilent 82357^a USB/GPIB permite una conexión directa entre el USB 1.1 del ordenador y el bus GPIB del dispositivo de medida. Además este modelo es muy sencillo de utilizar ya que no precisa la instalación de ninguna tarjeta GPIB, ni



fuentes externas, ni interruptores; conectándose con gran facilidad. La velocidad de transferencia es de 850 KBytes/s.

4.4.5. TRANSICIONES GUÍA-COAXIAL

Como se ha dicho con anterioridad, la antena de bocina consiste en una guía de onda en la cual el área se va incrementando progresivamente hasta un extremo abierto. Para poder conectar la antena al analizador de redes es necesario un cable coaxial y una transición guía-coaxial. Por lo tanto, la función de las transiciones es transformar una guía de onda a un cable coaxial de 50 ohmios.

En la siguiente imagen se puede contemplar la transición empleada. El cable coaxial se conecta a la transición mediante el conector tipo N. Para conectar la guía, que alimenta a la antena, a la transición se hace por medio de tornillos, haciendo coincidir ambas aberturas que tienen las mismas dimensiones. El rango de frecuencias de esta transición va de 8,2 a 12,5 GHz, que coincide con el rango de la guía.



Figura 4.24 Transición guía-coaxial

En la siguiente figura se puede observar la situación exacta de la transición dentro del montaje.



Figura 4.25 Situación en el montaje de la transición guía-coaxial

4.4.6. ANALIZADOR DE REDES

A la hora de la caracterización de los materiales, es necesario medir los parámetros S. Estos se han medido mediante el analizador de redes vectorial 8720C de la marca Hewlett Packard, que mide modulo y fase de dichos parámetros S. Permite medir los parámetros de dispositivos de radiofrecuencia desde 50 MHz hasta frecuencias de 20 GHz. Sus principales características son: tamaño reducido, económico, rapidez de barrido, integrado, preciso, funciones avanzadas de marcadores, almacenado y recuperación de calibraciones anteriores, resolución de frecuencias hasta 1 Hz, etc.

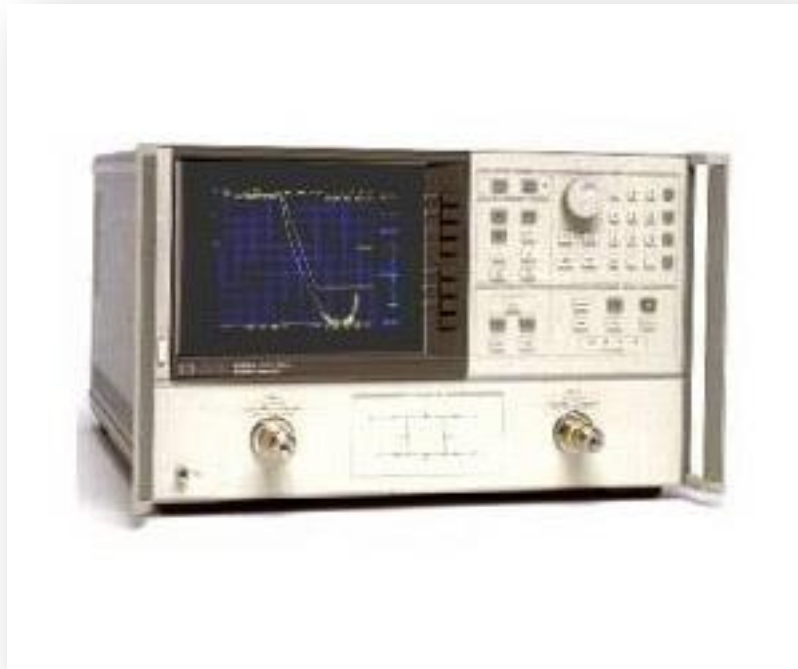


Figura 4.26 Analizador de redes 8720C

4.4.7. ORDENADOR

El ordenador nos permite procesar los datos obtenidos por el analizador de redes ya que contiene los programas de Matlab necesarios para poder manejar la información. Se trata de un ordenador personal Pentium 3, que dispone de puertos USB que permiten la conexión con el analizador de redes mediante un dispositivo denominado GPIB.

Además de permitir el procesado de la información también hace posible la movilidad de la antena transmisora. En el caso en particular de éste proyecto, no se va a necesitar esta opción.

A continuación se muestra una imagen del ordenador utilizado.



Figura 4.27 Ordenador Pentium 3



MONTAJE





5. MONTAJE

Para llevar a cabo el experimento es preciso realizar un montaje con los elementos anteriormente descritos.

En primer lugar se conecta el ordenador y el analizador de redes. Esta tarea la desempeña el controlador GPIB como ya se ha dicho con anterioridad. El controlador se conectará por un lado al puerto USB del controlador y por el otro al bus GPIB del analizador vectorial.

Posteriormente se procede a la unión entre la transición y la antena. Esta unión se realiza mediante tornillos.

En tercer lugar se conecta el analizador de redes con las antenas. Para ellos se hará uso de sendos cables coaxiales, que se conectarán a la transición guía-coaxial. En el interfaz analizador-coaxial tendremos los conectores tipo N y en el interfaz coaxial-transición estarán los conectores SMA.

Por último se situará la plataforma que sostiene al material bajo medida en la posición y a la distancia necesaria para poder considerar la onda como plana. En nuestro experimento esta distancia será a 82 cm de las antenas.

Para realizar la medida del parámetro S_{12} o S_{21} el material se sitúa en la plataforma entre medias de las dos antenas, de tal manera que la incidencia de la onda sea normal.

El montaje se muestra en la siguiente imagen:

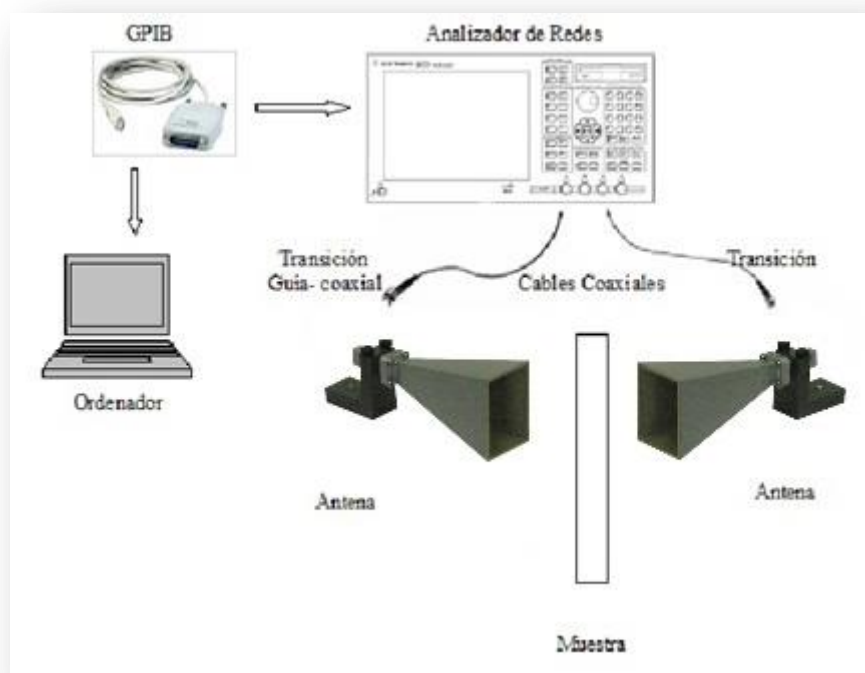


Figura 5.1 Esquema del montaje

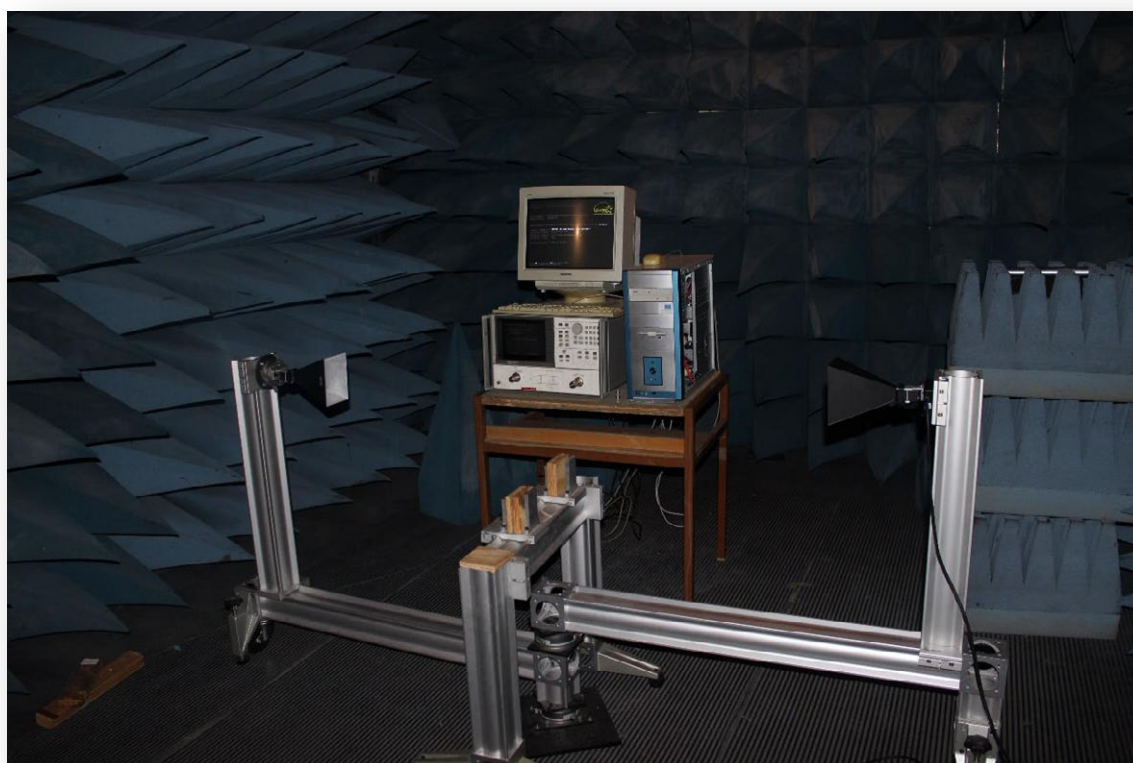


Figura 5.2 Montaje real del experimento



5.1. MÉTODO: TRANSMISIÓN BIESTÁTICO

Como se ha dicho anteriormente, el método utilizado para la elaboración de este experimento, ha sido el método de transmisión biestático. El método biestático tiene gran relación con el método de Fresnel ya que es necesario aplicar alguno de sus conceptos.

5.1.1. MÉTODO DE FRESNEL

El método de Fresnel consiste en medir la potencia reflejada como una función del ángulo de incidencia θ_i es fijo, y se van a utilizar las siguientes fórmulas para conocer la permitividad ϵ_r .

Dependiendo de la polarización de la onda tendremos dos fórmulas diferentes del coeficiente de reflexión, que dependen del valor de la permitividad y del ángulo de incidencia.

$$\rho_p = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} - \epsilon_r \cos \theta_i}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \epsilon_r \cos \theta_i}$$

$$\rho_s = \frac{\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i}$$

Pero se debe tener en cuenta que los materiales tienen un determinado espesor, por lo que al transmitir una señal, la onda reflejada no está compuesta sólo por la potencia que se refleja en la capa más superficial de la muestra, también hay que tener en cuenta la potencia que se refleja en el resto de capas:

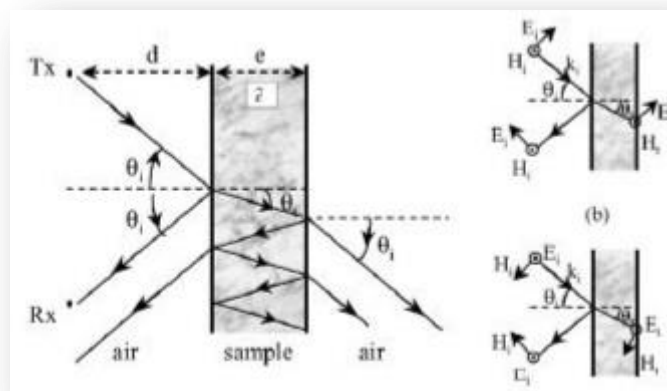


Figura 5.3 Múltiples reflexiones producidas en el material debido al espesor

En el caso de la reflexión múltiple la onda reflejada es la suma de todos los rayos paralelos reflejados y transmitidos a través del material. Por tanto tenemos que:

$$E_r = \rho_{tot} E_i$$

El coeficiente de reflexión total, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo, el espesor de la muestra y la polarización de la onda es el que recibe el nombre de ρ_{tot}

$$\rho_{tot} = \frac{1 - e^{-2j\beta}}{1 - \rho^2 e^{-2j\beta}} \rho$$

Donde:

- β es el factor de propagación a través del material:

$$\beta = k_0 e \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}$$

- e es el espesor de la muestra
- k_0 es el número de onda del espacio libre:

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f}$$

- ρ es el coeficiente de reflexión entre la muestra y el espacio libre calculado con anterioridad, teniendo en cuenta que su valor cambia en función de la



polarización: ρ_p si la polarización es en paralelo y ρ_s si la polarización es perpendicular.

5.1.2. MÉTODO BIESTÁTICO

En la siguiente figura se muestra el montaje de este método, en el que se observa que el ángulo de polarización de la antena transmisora es P, el de la receptora es A y el ángulo de incidencia θ_i de la onda es fijo.

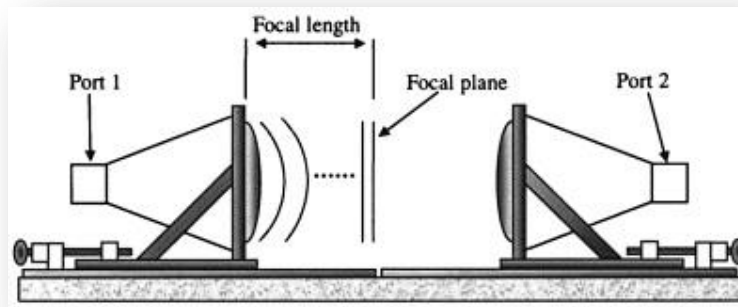


Figura 5.4 Montaje método biestático

El método de reflexión biestático adaptado a la frecuencia de microondas es una técnica basada en la medida de los parámetros S de un campo eléctrico incidente polarizado tras viajar por el espacio libre, chocar contra la muestra y regresar a la antena receptora, todo ello para un ángulo de incidencia especificado. Debido a las diferencias en el módulo y/o fase de los coeficientes de reflexión de Fresnel, para la polarización lineal, la polarización del campo eléctrico normalmente varía de lineal a elíptica.

Para llegar al parámetro ε_0 es necesario calcular los parámetros S_{11} y S_{21} . Parámetros de reflexión y transmisión respectivamente. Una vez obtenidos estos parámetros, se puede llegar a la solución mediante una serie de ecuaciones características de este método.

$$S_{11} = \frac{\rho(1-\tau^2)}{1-\tau^2\rho^2}$$

$$S_{21} = \frac{\tau(1-\rho^2)}{1-\tau^2\rho^2}$$



Donde:

$$\rho = \frac{z-1}{z+1}$$

$$\tau = e^{-\gamma d}$$

Z y γ son la impedancia característica normalizada y la constante de propagación del material respectivamente y están relacionadas con la permitividad y permeabilidad mediante las siguientes ecuaciones:

$$\gamma = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$$

$$\gamma_0 = \frac{j2\pi}{\lambda_0}$$

De las ecuaciones anteriores se pueden escribir ρ y τ como:

$$\rho = K \pm \sqrt{K^2 - 1}$$

$$\tau = \left(\frac{S_{11} + S_{21} - \rho}{1 - (S_{11} + S_{21})\rho} \right)$$

Siendo:

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

Y finalmente se consigue la permitividad:

$$\epsilon_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \rho}{1 + \rho} \right)$$

5.2. CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD

Para calcular la permitividad a través del método biestático se deben realizar los pasos que se detallan a continuación:

1.- Se debe situar la muestra que se va a caracterizar en el soporte destinado para ello de manera que quede bien sujeta y estable para poder realizar las medidas oportunas y lo menos falseadas posible.



Figura 5.5 Muestra colocada en el soporte

2.- Se colocarán las antenas de tal manera que formen un ángulo de 0 grados con el material a caracterizar. Es decir, el ángulo incidente es $\theta_i = 0^\circ$. De esta forma se crea una incidencia normal al plano a medir. Un método que no se ha estudiado en ningún proyecto hasta la fecha.

3.- Se debe hacer coincidir la polarización de las antenas con las condiciones iniciales que se deseen. Para ello, la antena 1 se colocará con una orientación de 0 grados y la otra antena (antena 2), se situará con la misma orientación de 0 grados. De esta forma se crea una onda de polarización lineal que son las condiciones iniciales deseadas.

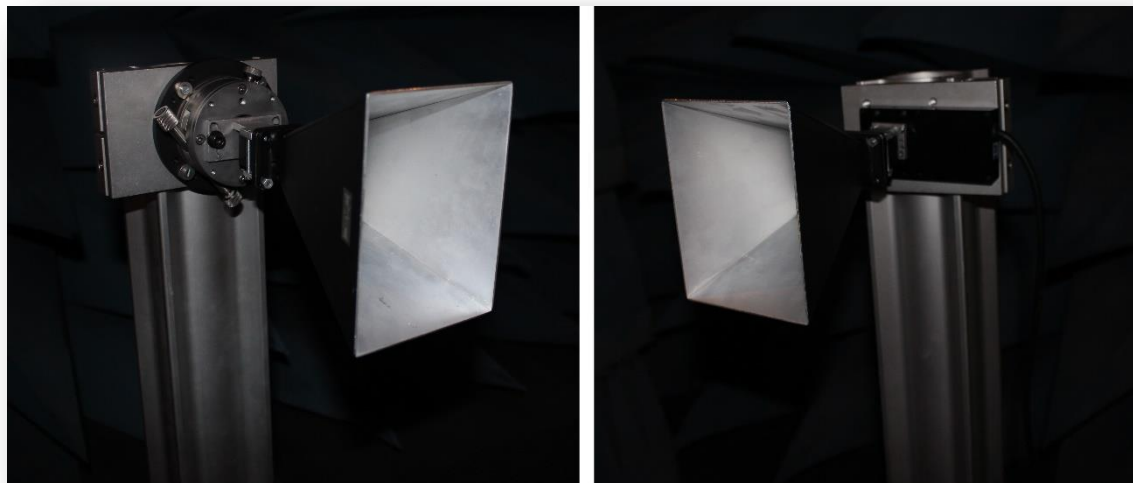


Figura 5.6 Antenas polarizadas a 0 grados

4.- A continuación se miden los parámetros S. El valor de estos parámetros se guarda a través del bus GPIB en un archivo dentro del ordenador ya explicado anteriormente. Se almacenan la parte real y la parte imaginaria de los parámetros S a todas las frecuencias dentro de un rango establecido al principio, en este caso de 8 a 12 GHz.

5.- Una vez realizadas todas las medidas de un mismo material, se va a utilizar una serie de programas en Matlab para procesar dicha información. Estos programas se muestran a continuación.

5.1.- De todos los parámetros S que se han medido, sólo se van a utilizar los parámetros S_{11} y S_{21} .

Para obtener un valor de la permitividad más preciso se va a tener en cuenta la frecuencia de trabajo y el espesor de la muestra.

6.- A partir de las ecuaciones anteriores, se obtiene el valor ϵ_r . Para ello, se van dando valores a este parámetro. El rango de valores que se le va a dar a éste parámetro van desde 1 hasta 4 en pasos de 0'2.



7.- El último paso será representar los datos obtenidos y observar si se parecen con las medidas realizadas. Si por el contrario, los datos teóricos no coinciden con las medidas realizadas, se variará el valor de ϵ_r , hasta que los resultados teóricos coincidan lo máximo posible con las medidas realizadas.

5.3. PROCESADO DE LA INFORMACIÓN

A la hora de realizar las medidas se utiliza tanto el analizador de redes, como el ordenador, estando ambos conectados entre sí mediante el GPIB. Además es necesario disponer de un programa en el ordenador que permita guardar las medidas que se están realizando. Se trata de un programa desarrollado en Matlab que recibe el nombre de *leer.m*. Este programa crea un archivo denominado 'nombre del material.txt' (por ejemplo, en el caso de que se esté midiendo aglomerado chapado en verde se llamará 'M005.A.txt') que contiene la información correspondiente a los parámetros S. La información se presenta en nueve columnas; la primera de ellas presenta la frecuencia. Las siguientes corresponden con los parámetros S. Estos parámetros son el S_{11} , S_{21} , S_{12} y el S_{22} cada uno de ellos viene representado por dos columnas, una de ellas es su parte real y la otra la correspondiente parte imaginaria. Por lo tanto, el parámetro S_{11} (que es uno de los que nos resulta más interesante en este caso) viene representado por las columnas tres y cuatro.

Una vez que se han hecho todas las medidas a cada uno de los materiales se utiliza una función, también desarrollada con Matlab, llamada '*obtenerS11.m*' que permite obtener el valor del módulo de S_{11} . Ése valor lo divide entre el valor del S_{11} con la chapa metálica para que sea el S_{11} real del material. En el caso de '*obtenerS21.m*' se divide entre el valor del S_{21} sin nada, en el aire.

El siguiente paso, será utilizar la función '*pintar.m*' la cual representa en una misma gráfica tanto las medidas experimentales, como las medidas teóricas.



Como se dijo en el apartado anterior, si los resultados teóricos no coinciden con los resultados experimentales, se debe modificar el valor de ϵ_r hasta que los valores teóricos se parezcan lo más posible a los valores experimentales.

Como es un poco tediosa la realización de tantas gráficas para compararlas con el valor medido, se ha creado una función '*main.m*' en la que como parámetros de entrada se pasan los valores medidos, y el espesor del material. La función realiza todos los pasos descritos anteriormente, y además muestra una sola gráfica con todos los ϵ_r en el rango de 1 a 3 con pasos de 0'2 para poder realizar la comparación de una manera más gráfica.



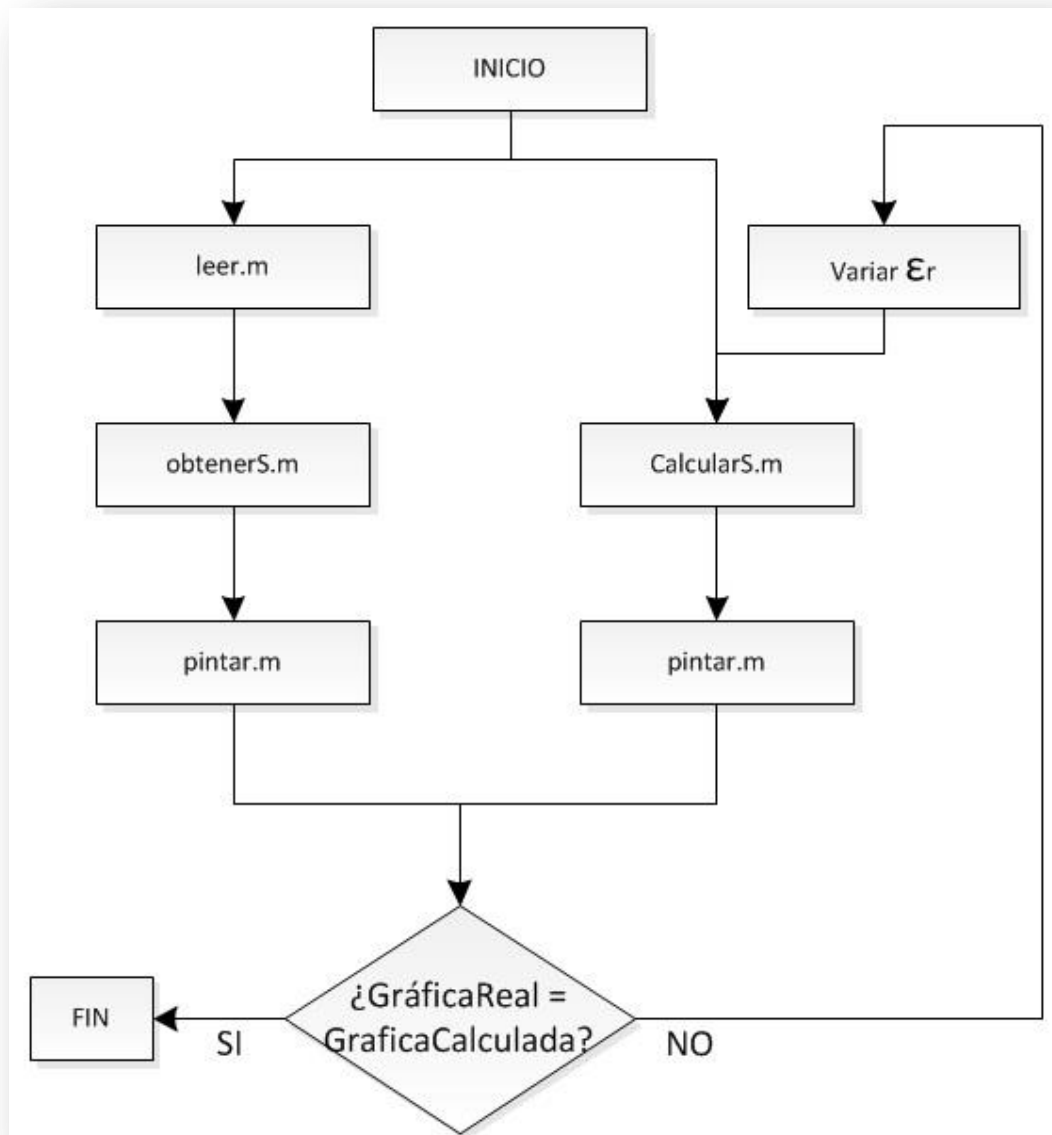


Figura 5.7 Diagrama de flujo para el proceso de la información

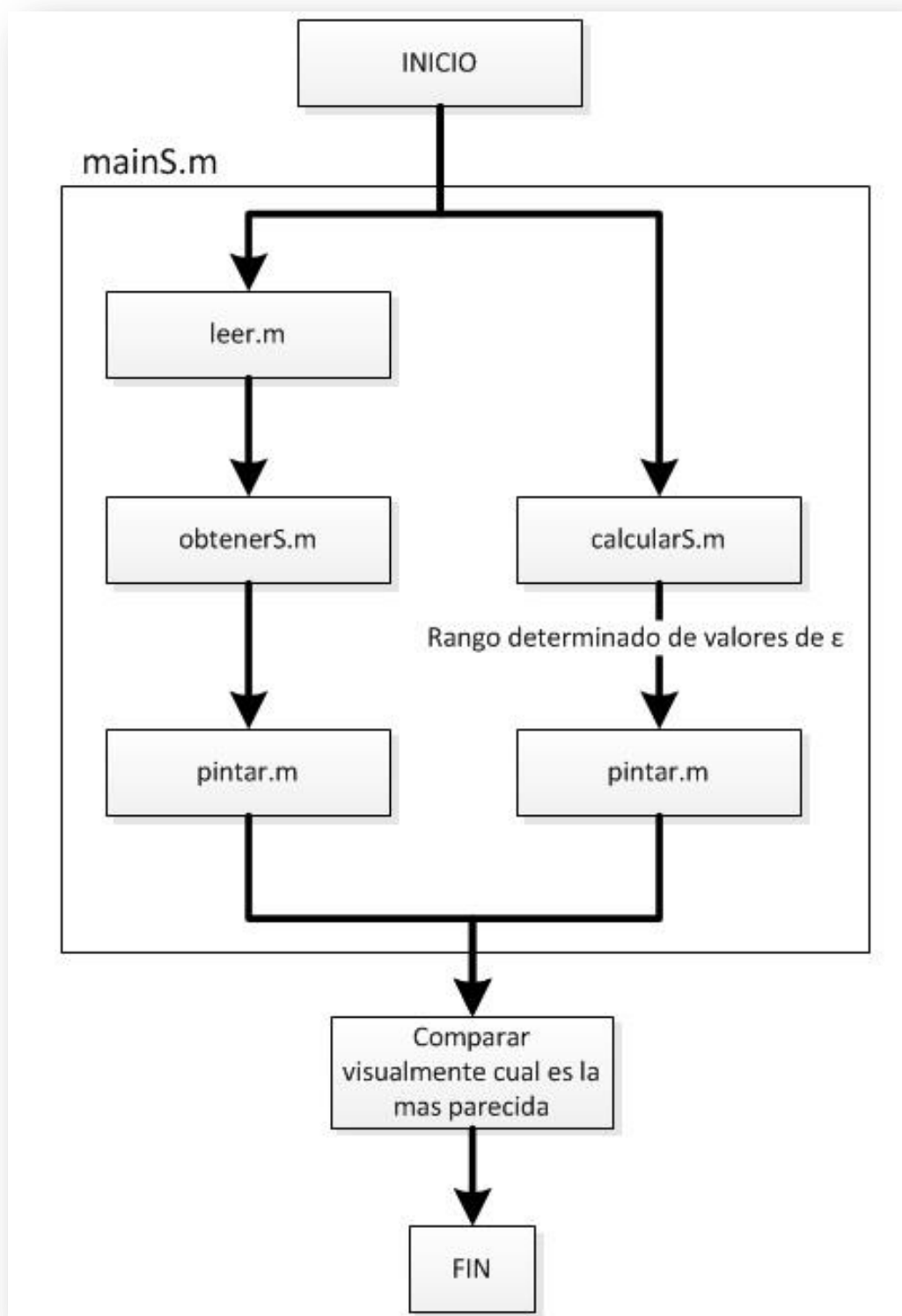


Figura 5.8 Diagrama de flujo de la función mainS



5.3.1. PROGRAMAS DE MATLAB

A la hora de procesar la información se hace uso de una serie de funciones desarrolladas en Matlab.

Matlab es el nombre abreviado de 'MATrix LABoratory'. Matlab es un programa para realizar cálculos numéricos con vectores y matrices. Como caso particular también puede trabajar con números escalares (tanto reales como complejos), con cadenas de caracteres y con otras estructuras de información más complejas. Una de las capacidades más atractivas es la de realizar una amplia variedad de gráficos en dos y tres dimensiones. Matlab tiene también un lenguaje de programación propio.

Las diferentes funciones que se han utilizado son las siguientes:

- leer.m

El procesado de la información se lleva a cabo con la interacción entre el analizador de redes y el ordenador. Este hecho es posible gracias al controlador GPIB y al programa dedicado a la comunicación entre ambos aparatos.

El programa desarrollado para este pretexto es el llamado *leer.m* y en su ejecución pide por pantalla la frecuencia inicial y la frecuencia final, que a su vez deben ser las mismas que las introducidas en el analizador de redes. Una vez guardadas las dos frecuencias lee del analizador de redes los parámetros S para el rango de frecuencias elegido y lo guarda en un fichero de texto.

Como se dijo con anterioridad, la información de este fichero se presenta en nueve columnas; la primera de ellas representa la frecuencia, las siguientes corresponden con los parámetros S. Estos parámetros son el S_{11} , S_{21} , S_{12} y S_{22} cada uno de ellos viene representado por dos columnas, una de ellas es su parte real y la otra la parte imaginaria. Por lo tanto, el parámetro S_{21} (es el que tiene más



interés en este caso) viene representado por las columnas cuatro y cinco.

- obtenerS11.m

A partir de todas las medidas realizadas, se obtiene el parámetro S_{11} para las frecuencias a las que se va a caracterizar el material.

- obtenerS21.m

A partir de todas las medidas realizadas, se obtiene el parámetro S_{21} para las frecuencias a las que se va a caracterizar el material.

- obtenerS11_teorica.m

Se obtiene el parámetro S_{11} en función del rango de frecuencia en el que se está trabajando con un ϵ_r específico. Este valor cambiará si la gráfica no se asemeja con la que sale del valor real de S_{11} .

- obtenerS21_teorica.m

Se obtiene el parámetro S_{21} en función del rango de frecuencia en el que se está trabajando con un ϵ_r específico. Este valor cambiará si la gráfica no se asemeja con la que sale del valor real de S_{21} .

- pintar.m

Esta función permite representar una gráfica en la que se representan tanto los valores que se han medido experimentalmente, como los valores teóricos correspondientes al módulo de S_{11} y S_{21} .

- mainS11.m

Esta función permite englobar todas las funciones anteriores y de esta manera representar varias gráficas en la que se engloba un rango de ϵ_r determinado para que su comparación con la gráfica real se realice con más comodidad. Estas gráficas son del parámetro S_{11} del material en cuestión. De tal manera que se puede aproximar más a su verdadero valor.



- mainS21.m

Esta función permite englobar todas las funciones anteriores y de esta manera representar varias gráficas en la que se engloba un rango de ϵ_r determinado para que su comparación con la gráfica real se realice con más comodidad. Estas gráficas son del parámetro S_{21} del material en cuestión. De tal manera que se puede aproximar más a su verdadero valor.





RESULTADOS





6. RESULTADOS

A continuación se muestran los resultados obtenidos gráficamente.

En las gráficas se representará el módulo de S_{11} . Como se ha dicho repetidas veces a lo largo del proyecto, se trabaja en un rango de frecuencias desde 8 a 12 GHz.

Además de las medidas realizadas, también se van a representar los datos teóricos que vienen representados en color rojo.

En dichas gráficas también se mostrará el valor de ϵ_r de cada material.

Primero se mostrará una gráfica con un rango de distintos valores de ϵ_r para poder ver de una forma rápida cual se acerca más a nuestro valor real de el parámetro S en cuestión.

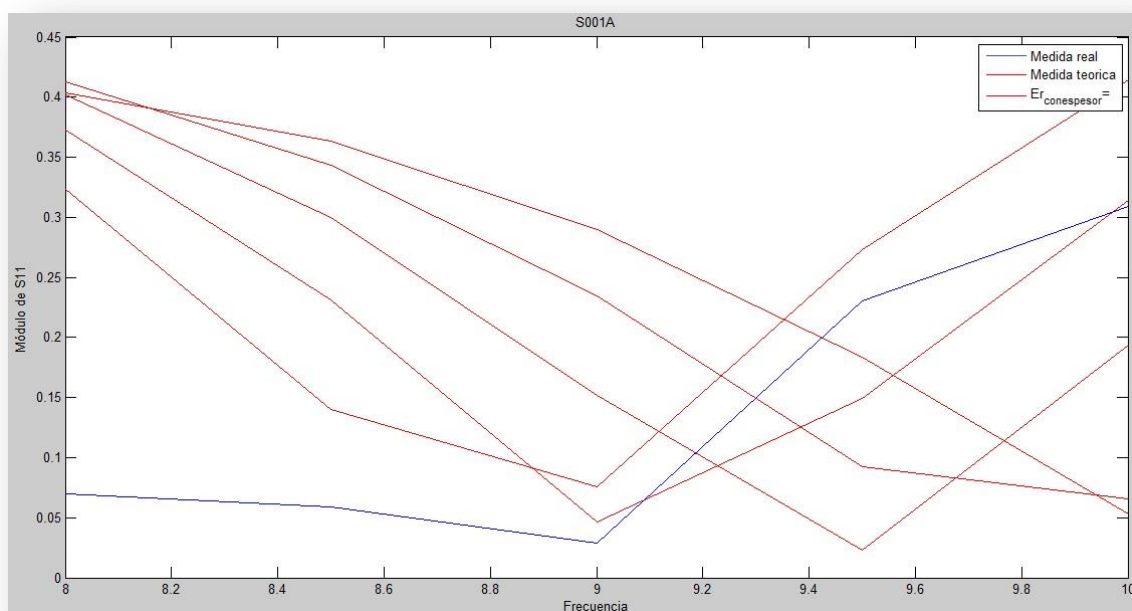
Empezaremos por los parámetros S_{11} de los plásticos, para continuar por las maderas y acabar con el resto de materiales medidos. Al final se repetirá el mismo proceso con los parámetros S_{21} .

6.1. REPRESENTACIÓN GRAFICA

6.1.1. PARÁMETRO S_{11}

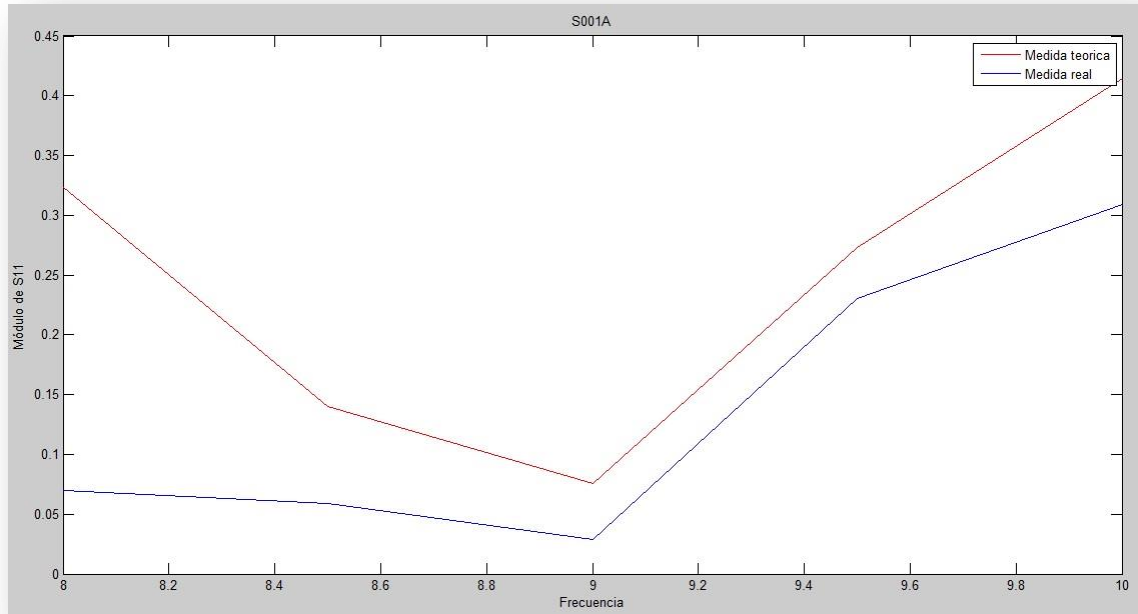
- S001A: Corcho naranja

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'4 hasta 3'2 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.1 Módulo del S_{11} para S001A

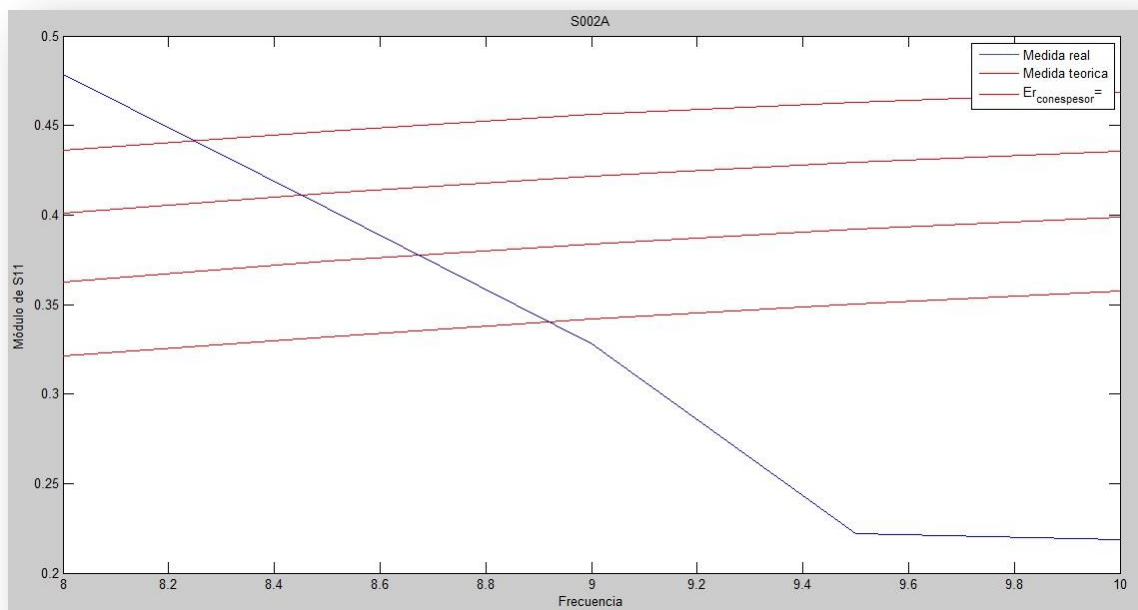
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.2 Resultado final del módulo del S_{11} para S001A

- S002A:

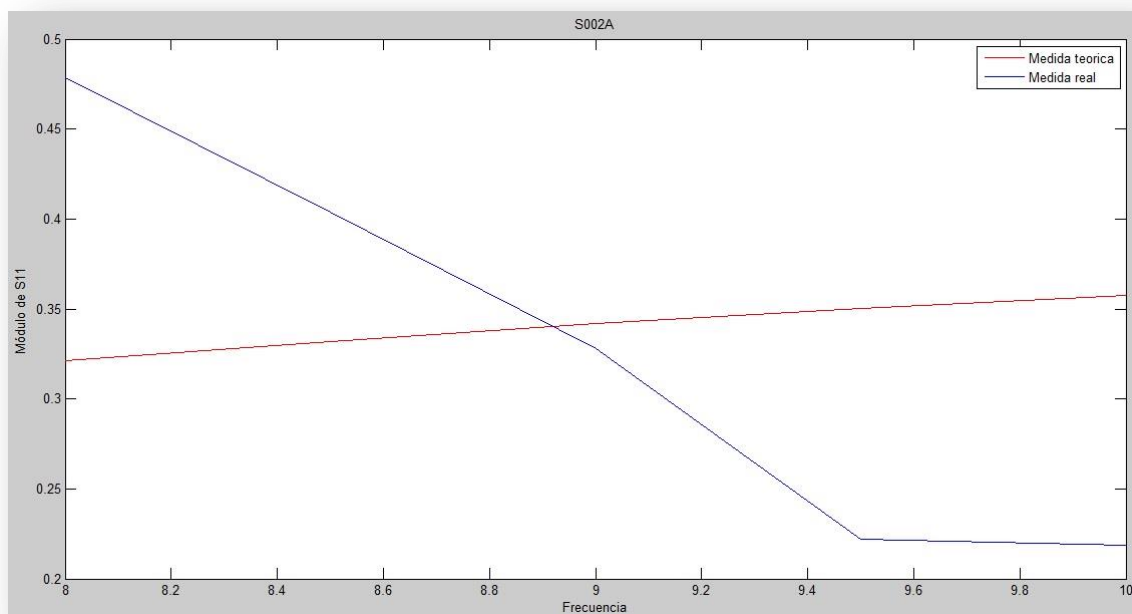
Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'2 hasta 2'8 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.3 Módulo del S_{11} para S002A



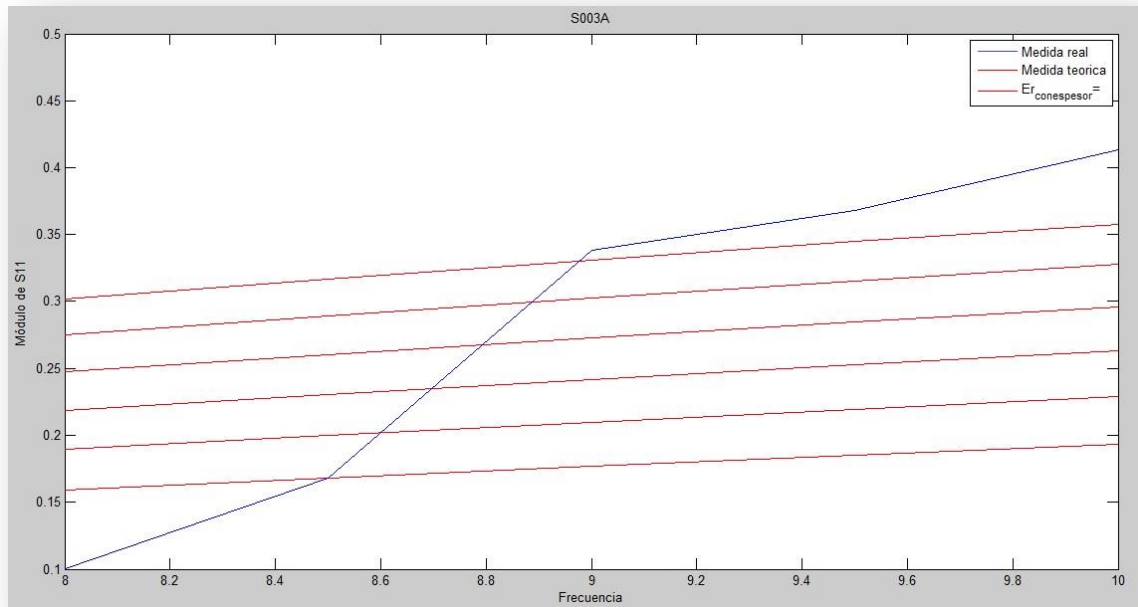
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.4 Resultado final del módulo del S_{11} para S002A

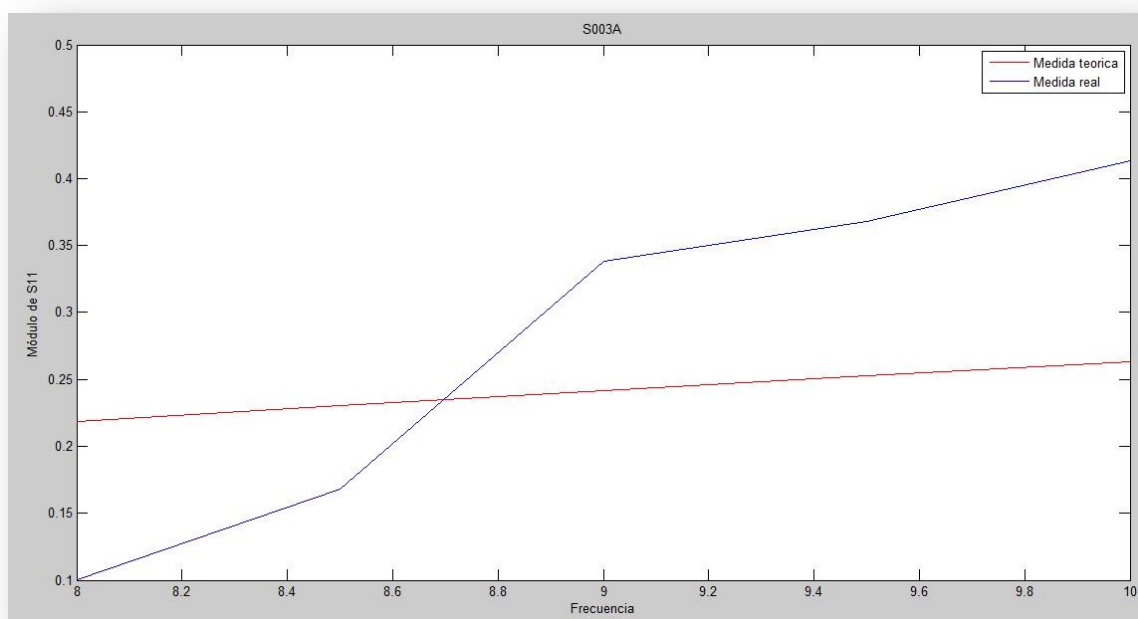
- S003A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2 hasta 3 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.5 Módulo del S_{11} para S003A

La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'4. La siguiente gráfica muestra la semejanza.

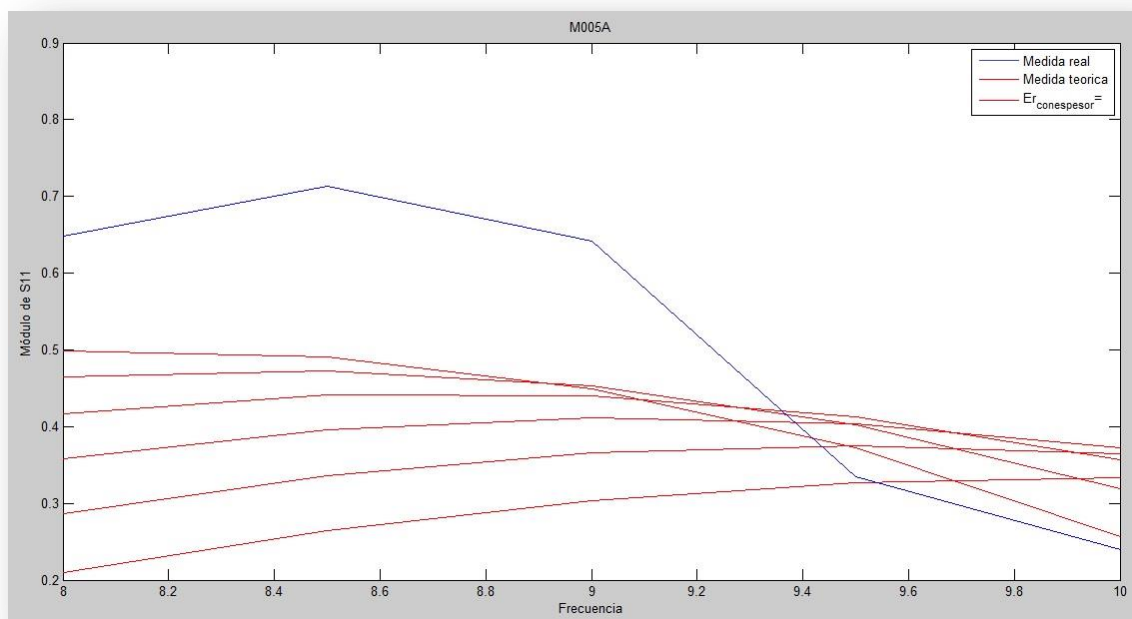


Gráfica 6.6 Resultado final del módulo del S_{11} para S003A



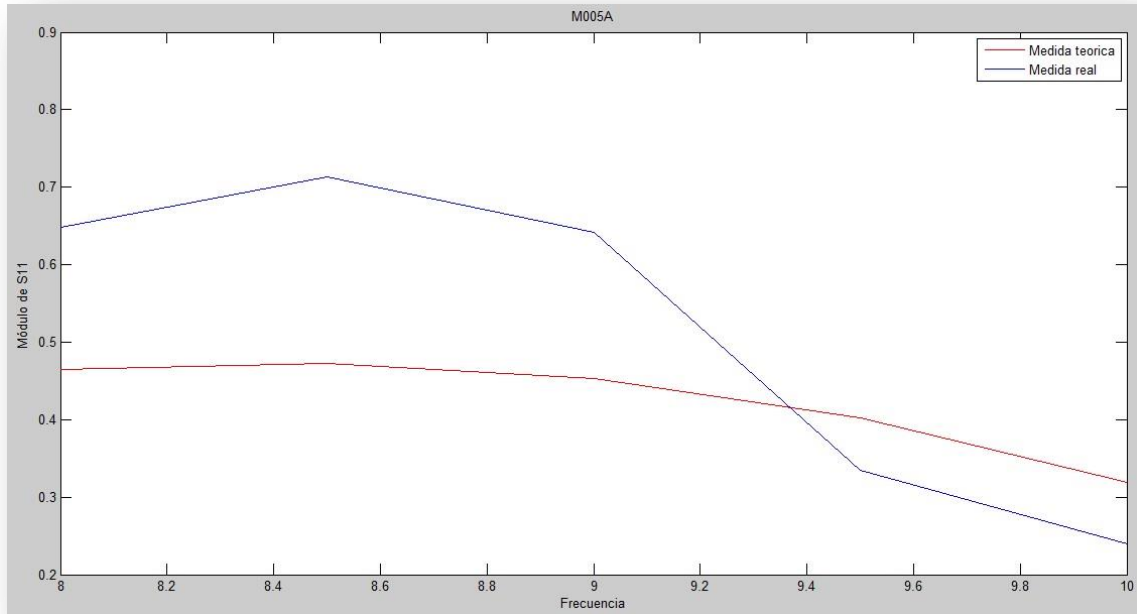
- M005A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2 hasta 3 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.7 Módulo del S_{11} para M005A

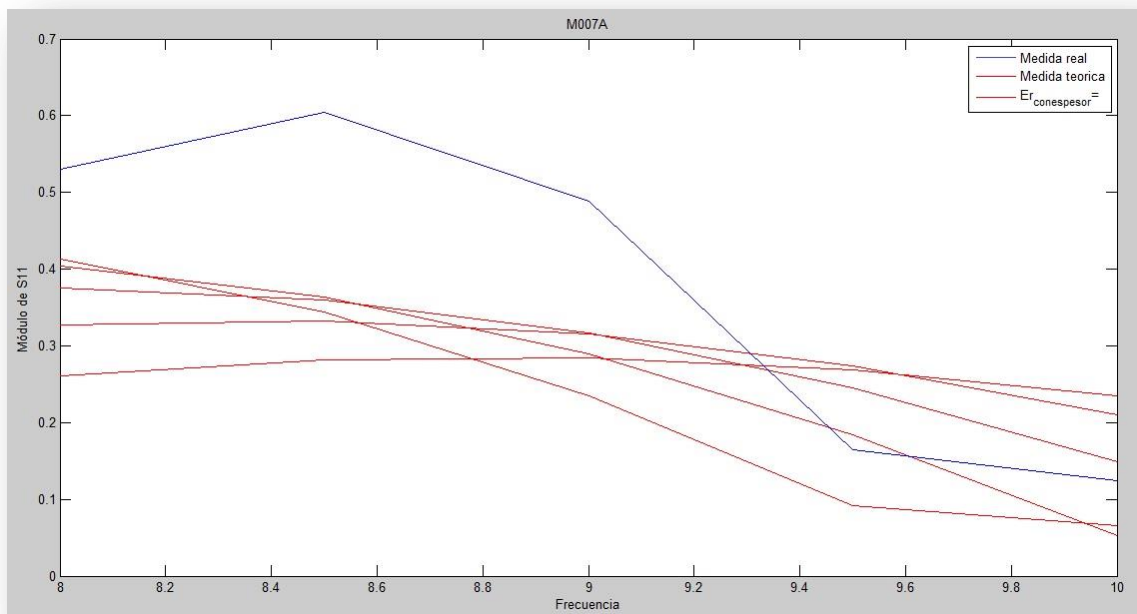
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'8. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.8 Resultado final del módulo del S_{11} para M005A

- M007A:

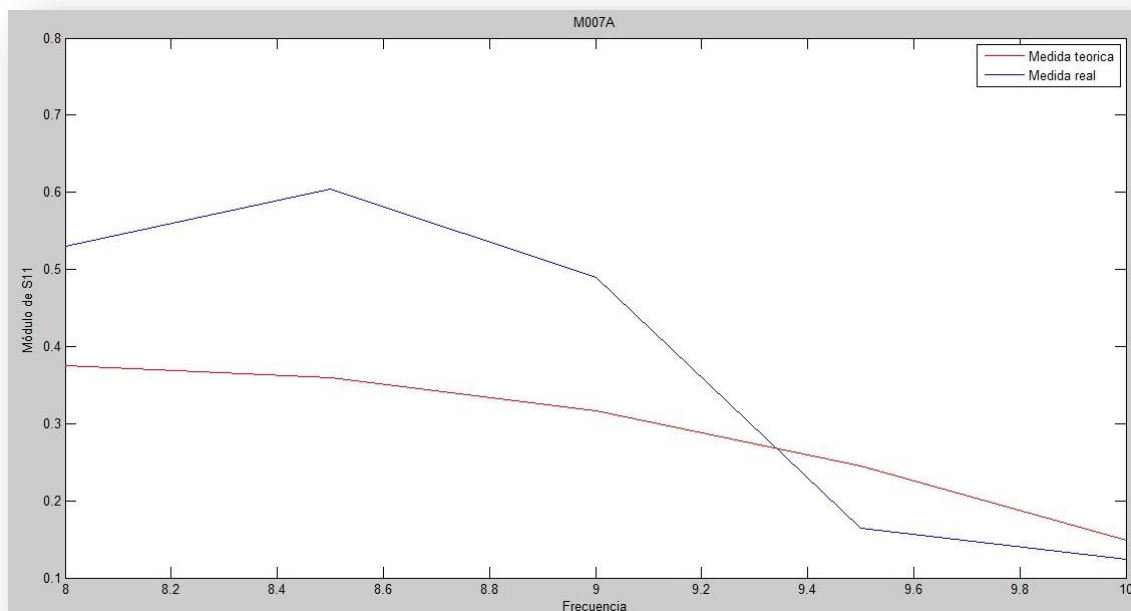
Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 1'8 hasta 2'6 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.9 Módulo del S_{11} para M007A



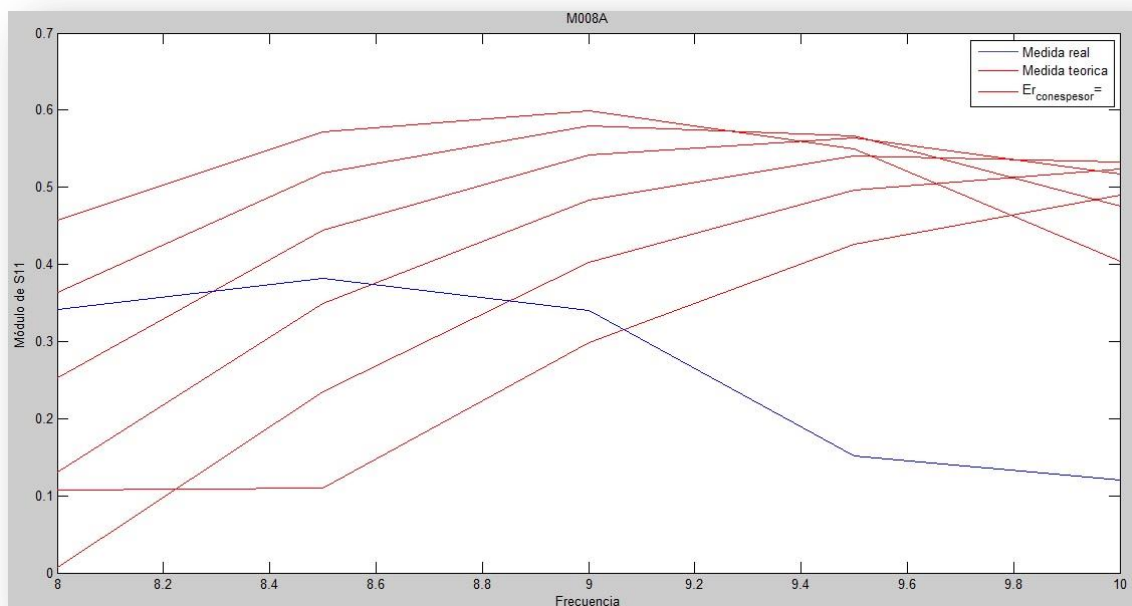
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.10 Resultado final del módulo del S_{11} para M007A

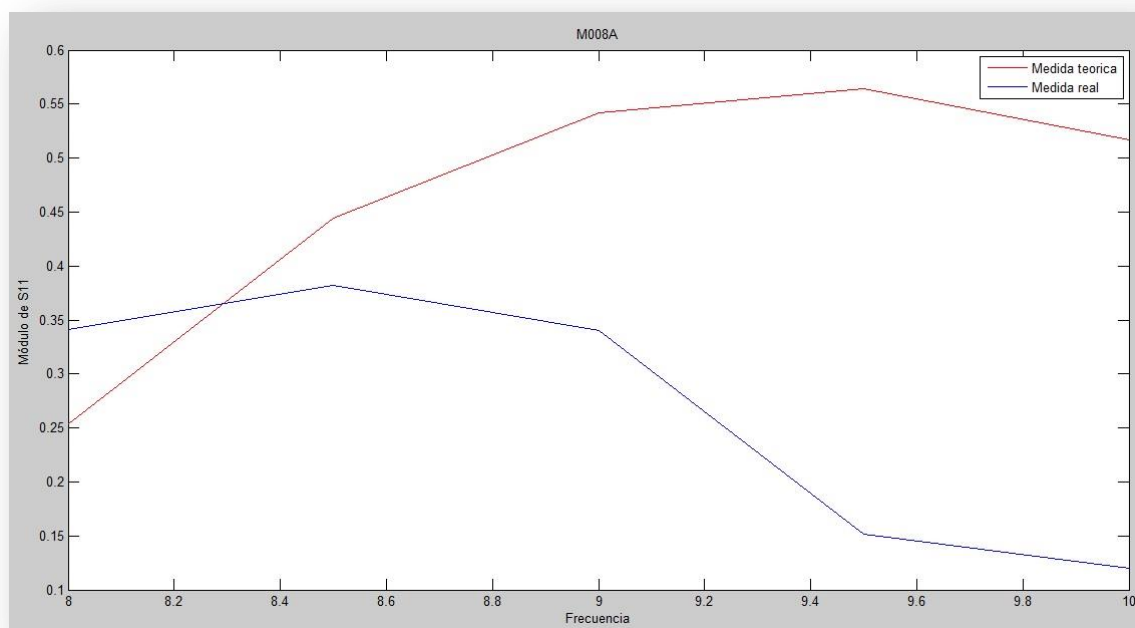
- M008A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 3 hasta 4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.11 Módulo del S_{11} para M008A

La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'6. La siguiente gráfica muestra la semejanza.

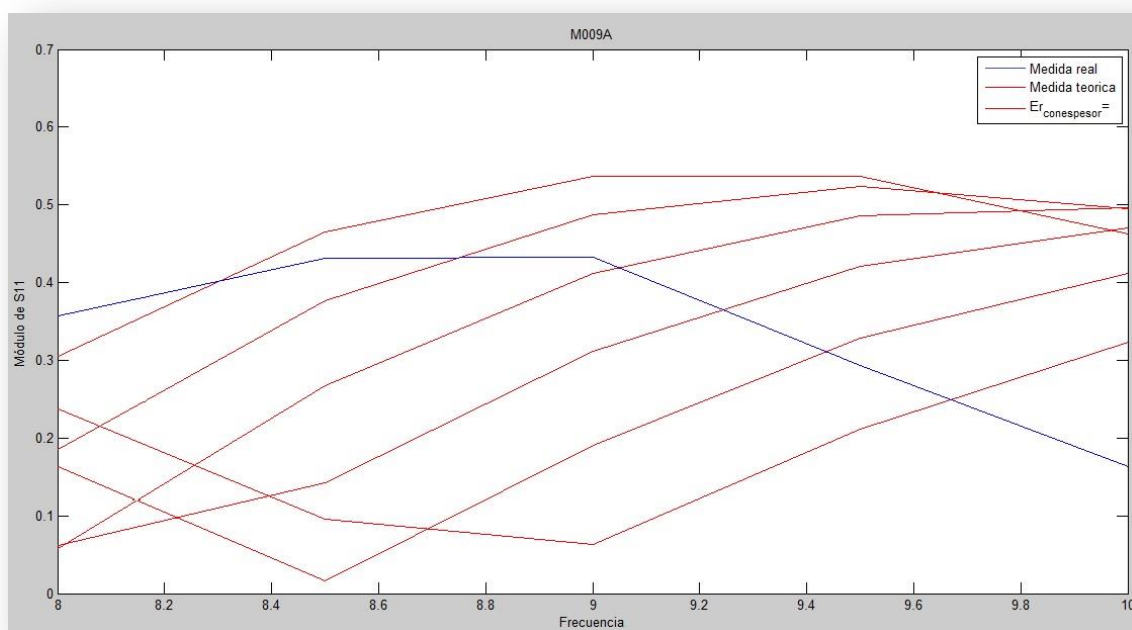


Gráfica 6.12 Resultado final del módulo del S_{11} para M008A



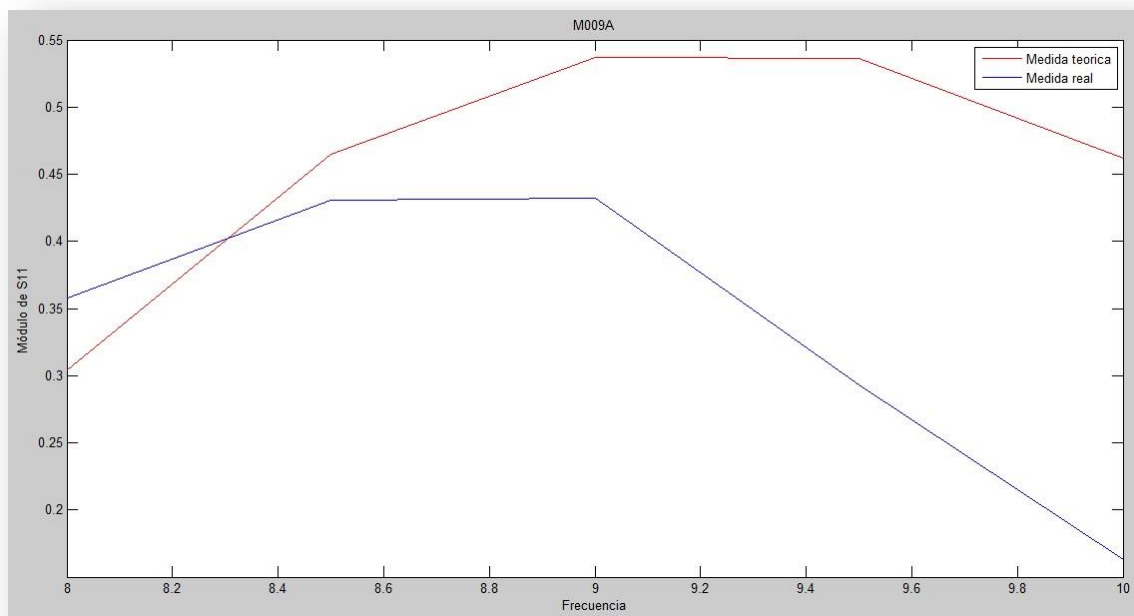
- M009A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'4 hasta 3'4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.13 Módulo del S_{11} para M009A

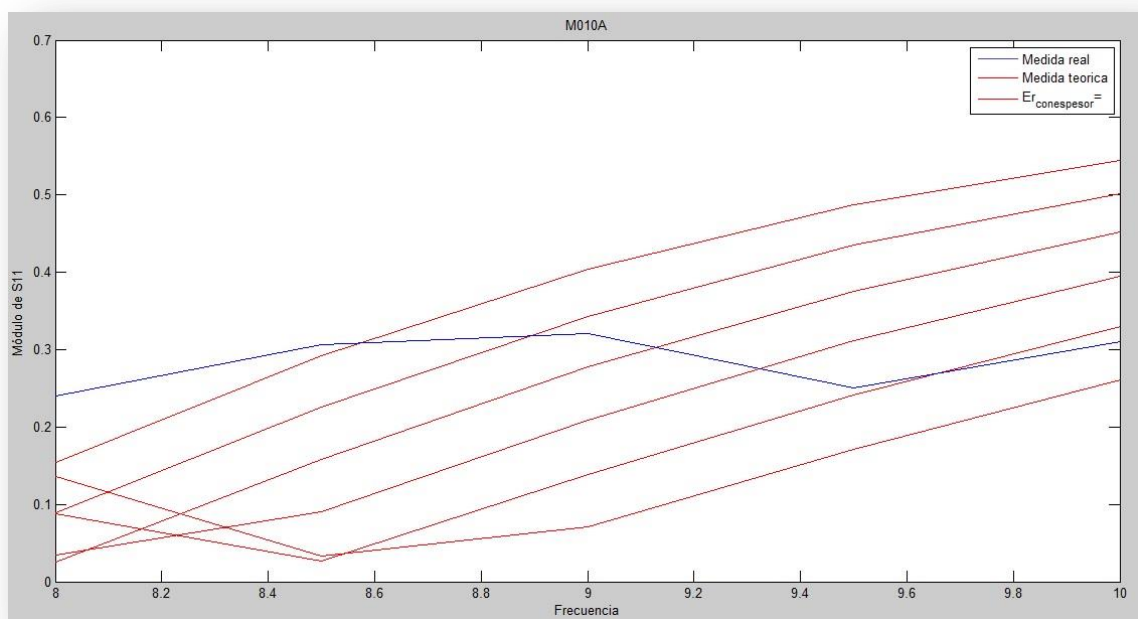
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'4. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.14 Resultado final del módulo del S_{11} para M009A

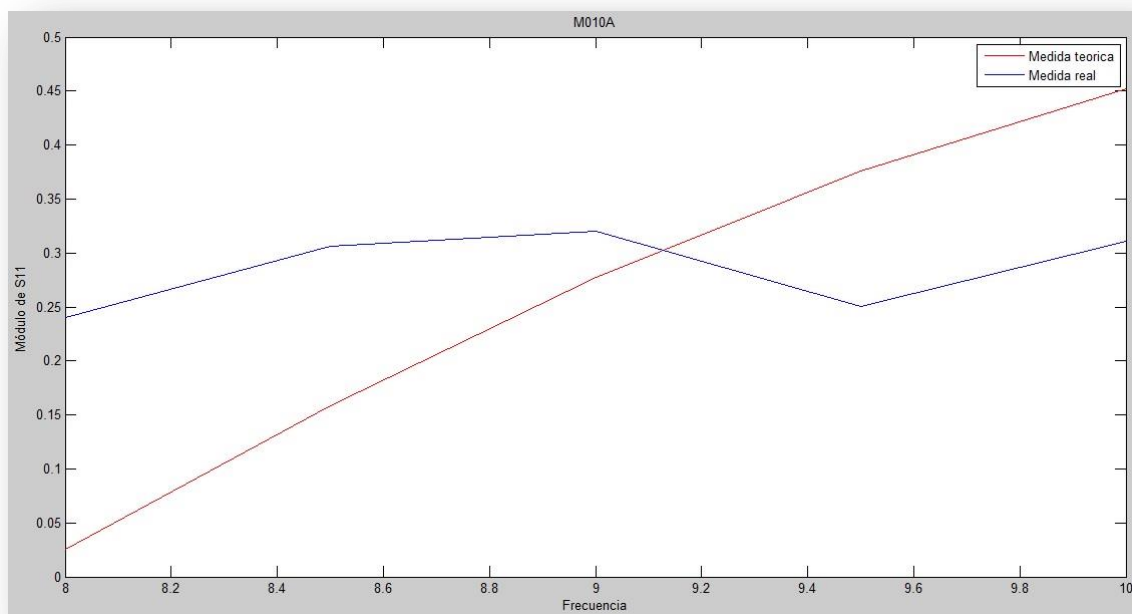
- M010A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 3 hasta 4 en pequeños pasos de 0.2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.15 Módulo del S_{11} para M010A

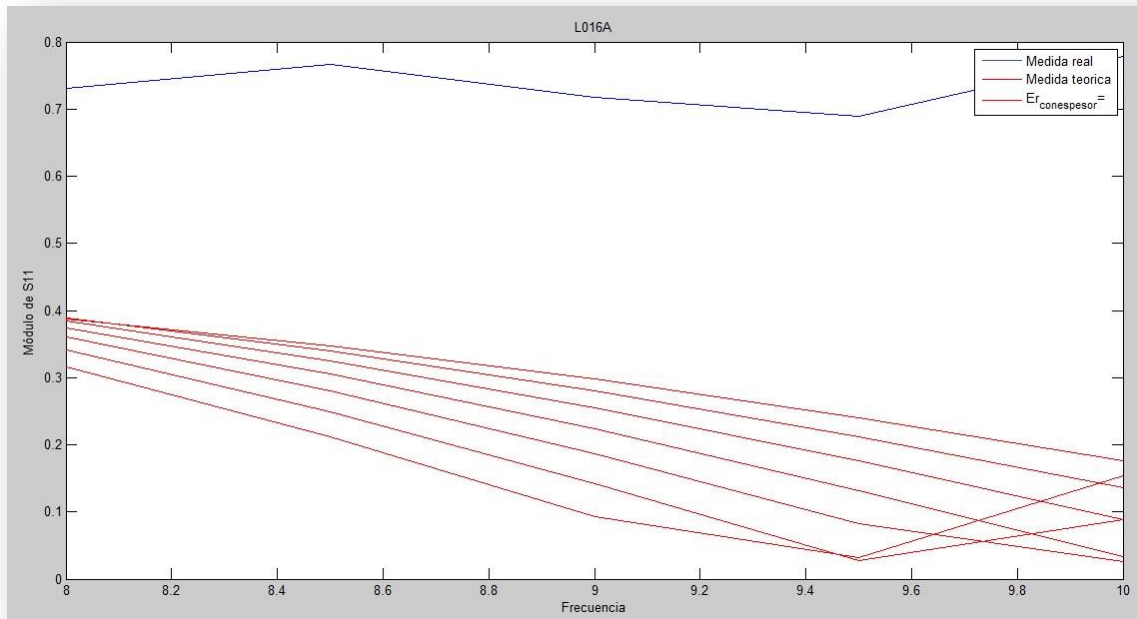
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'6. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.16 Resultado final del módulo del S_{11} para M010A

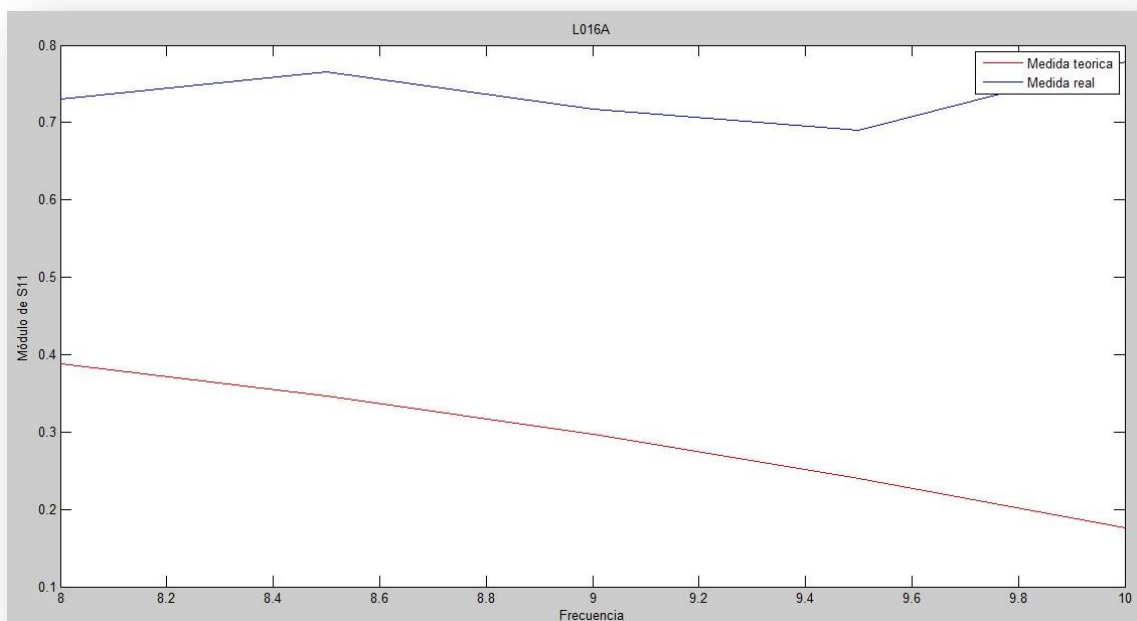
- L016A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'8 hasta 4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.17 Módulo del S_{11} para L016A

La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'8. La siguiente gráfica muestra la semejanza.

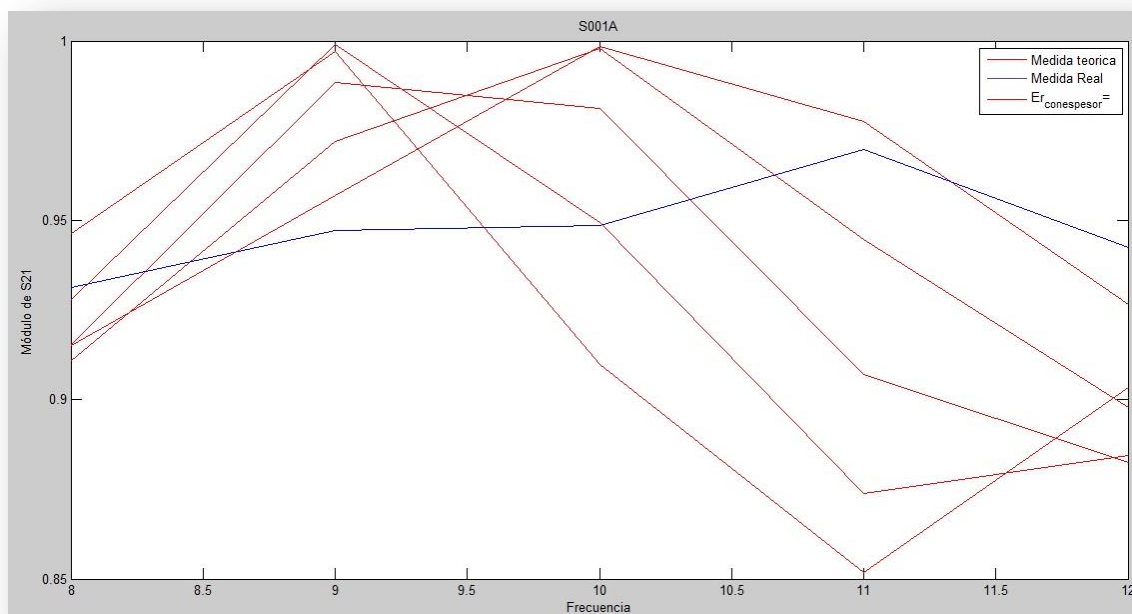


Gráfica 6.18 Resultado final del módulo del S_{11} para L016A

6.1.2. PARÁMETRO S_{21}

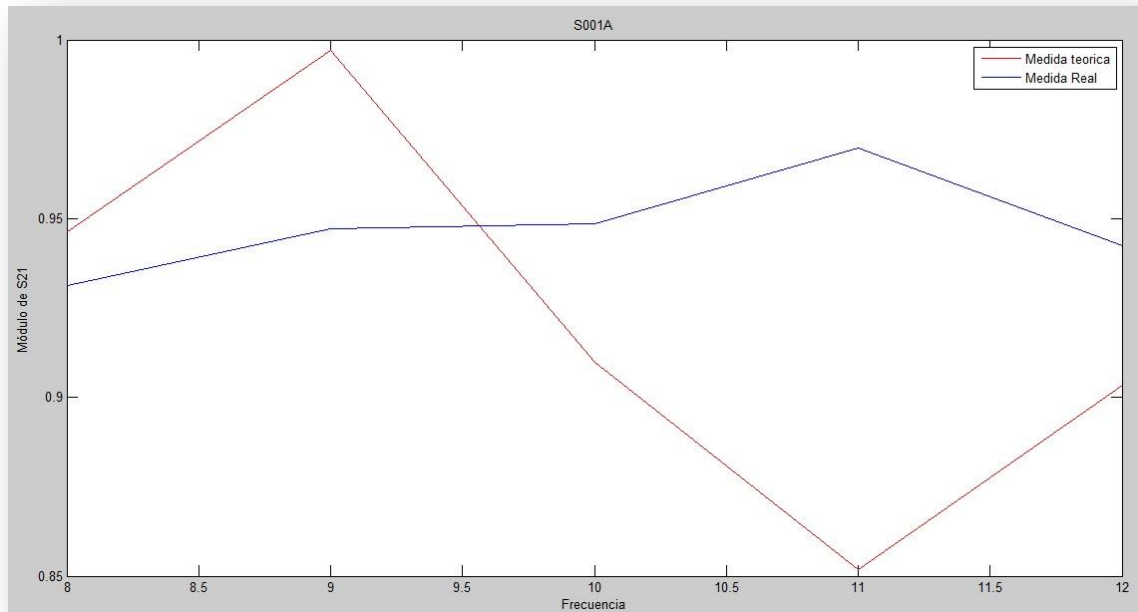
- S001A: Corcho naranja

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'4 hasta 3'2 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.19 Módulo del S_{21} para S001A

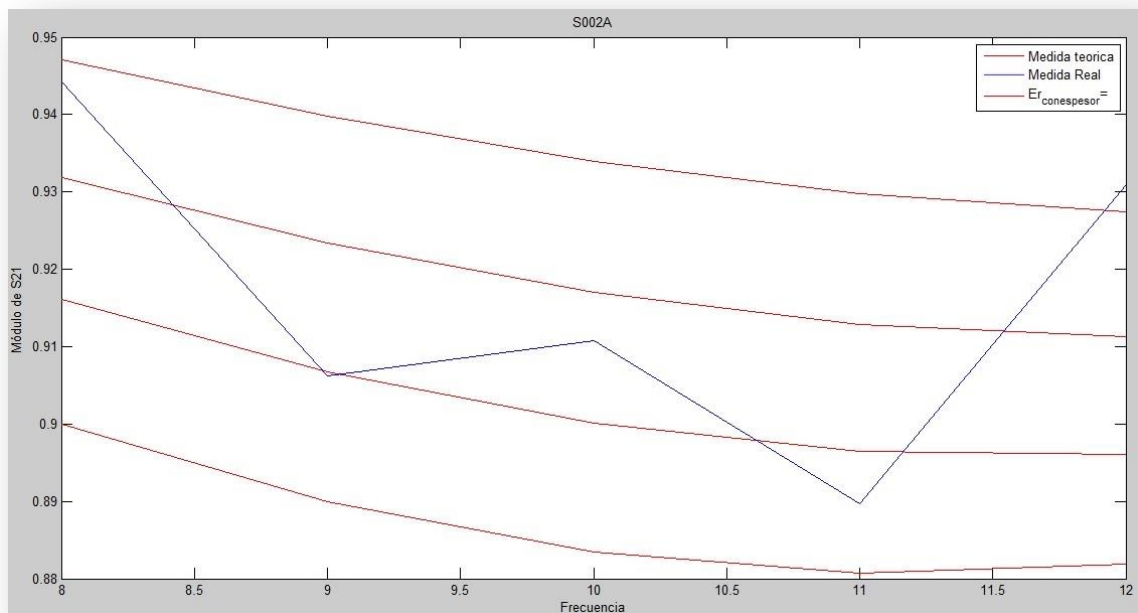
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.20 Resultado final del módulo del S_{21} para S001A

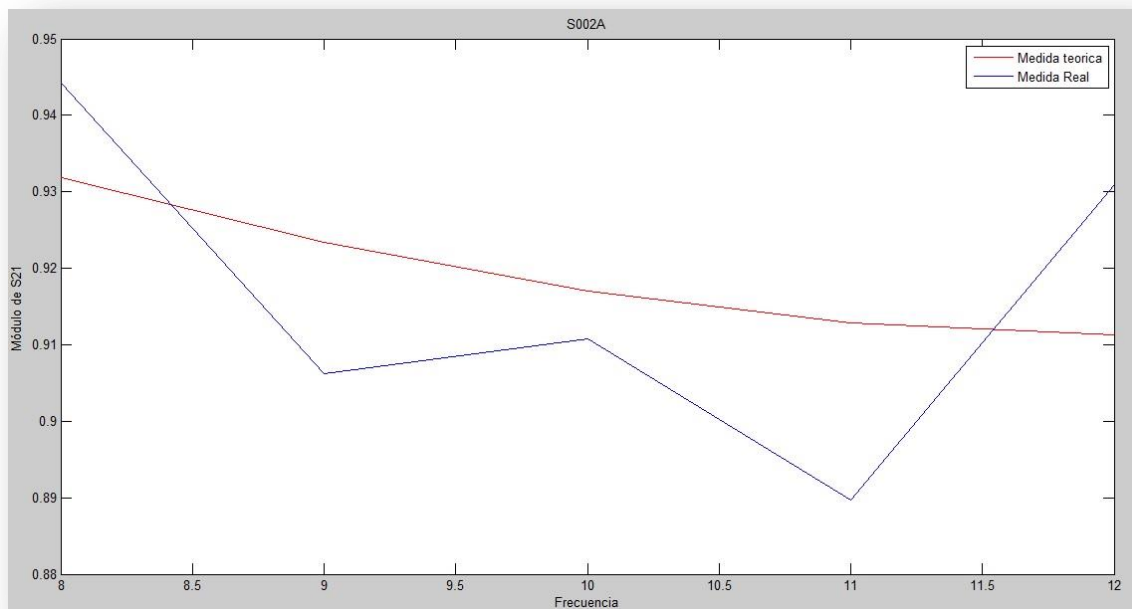
- S002A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'2 hasta 2'8 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.21 Módulo del S_{21} para S002A

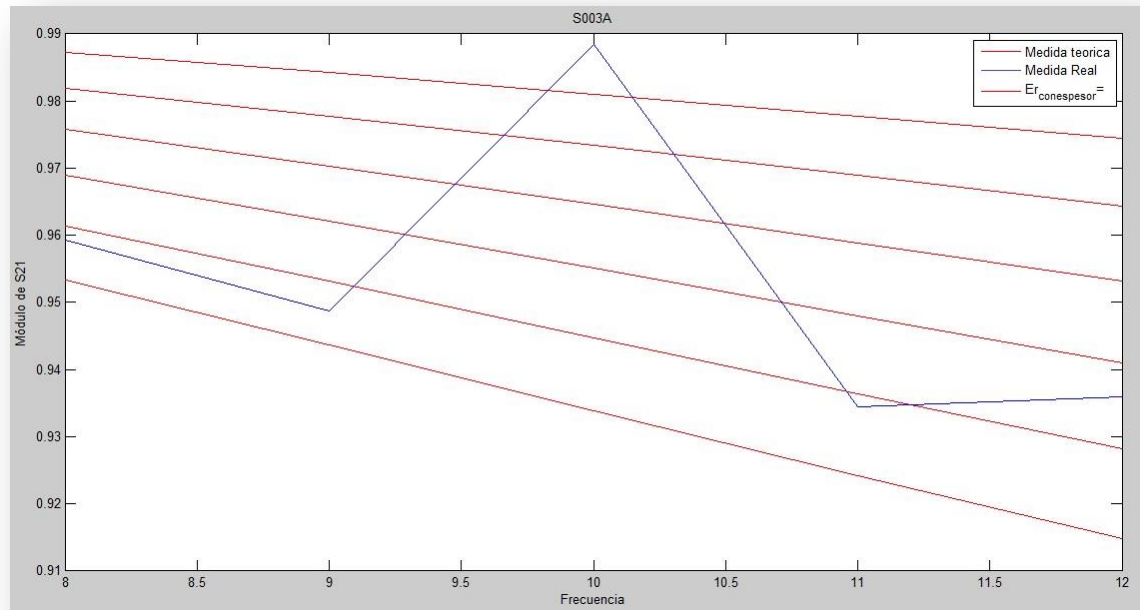
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.22 Resultado final del módulo del S_{21} para S002A

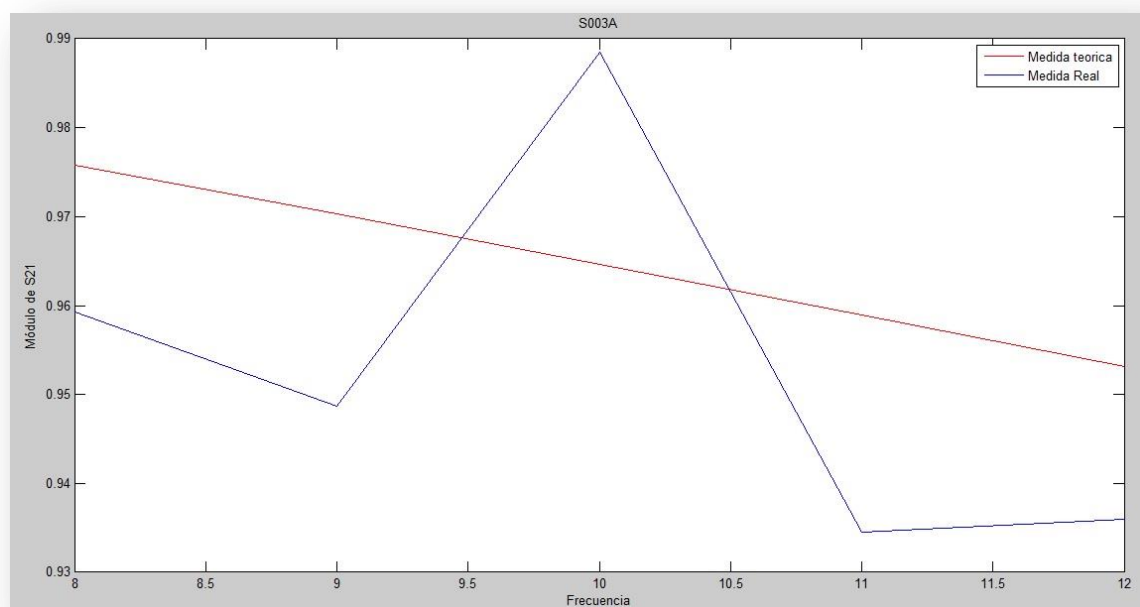
- S003A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2 hasta 3 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.23 Módulo del S_{21} para S003A

La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'4. La siguiente gráfica muestra la semejanza.

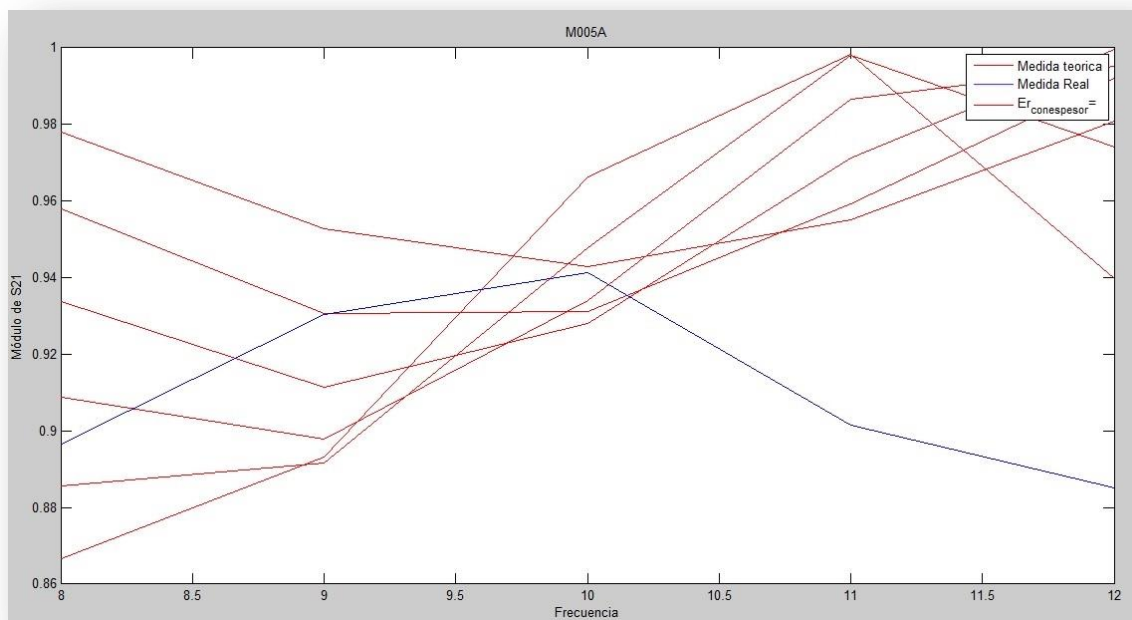


Gráfica 6.24 Resultado final del módulo del S_{21} para S003A



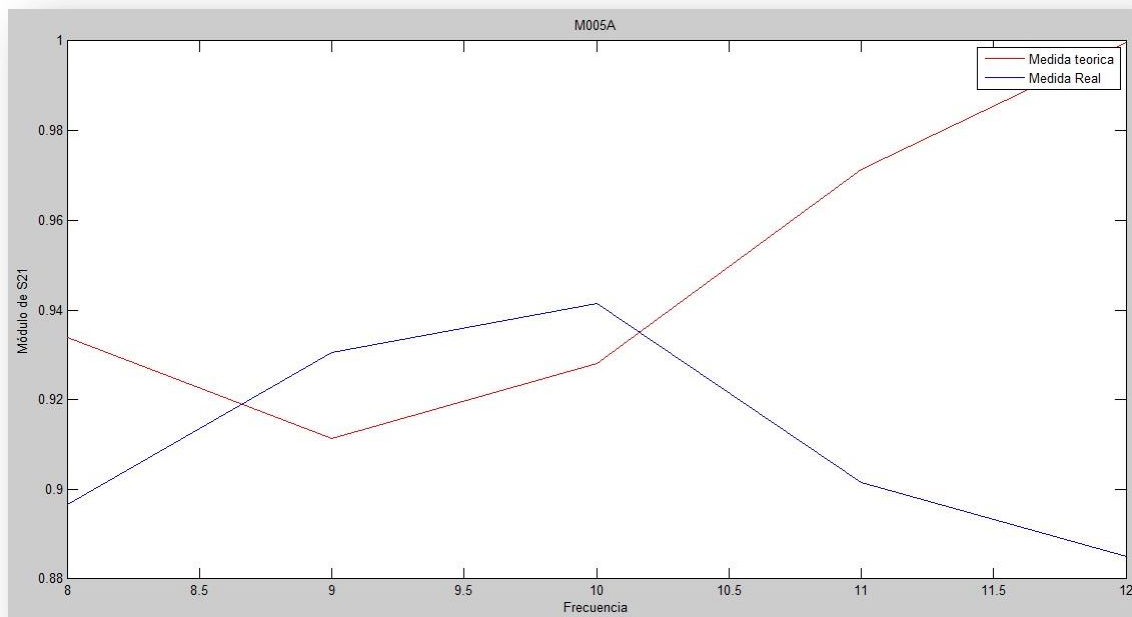
- M005A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2 hasta 3 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.25 Módulo del S_{21} para M005A

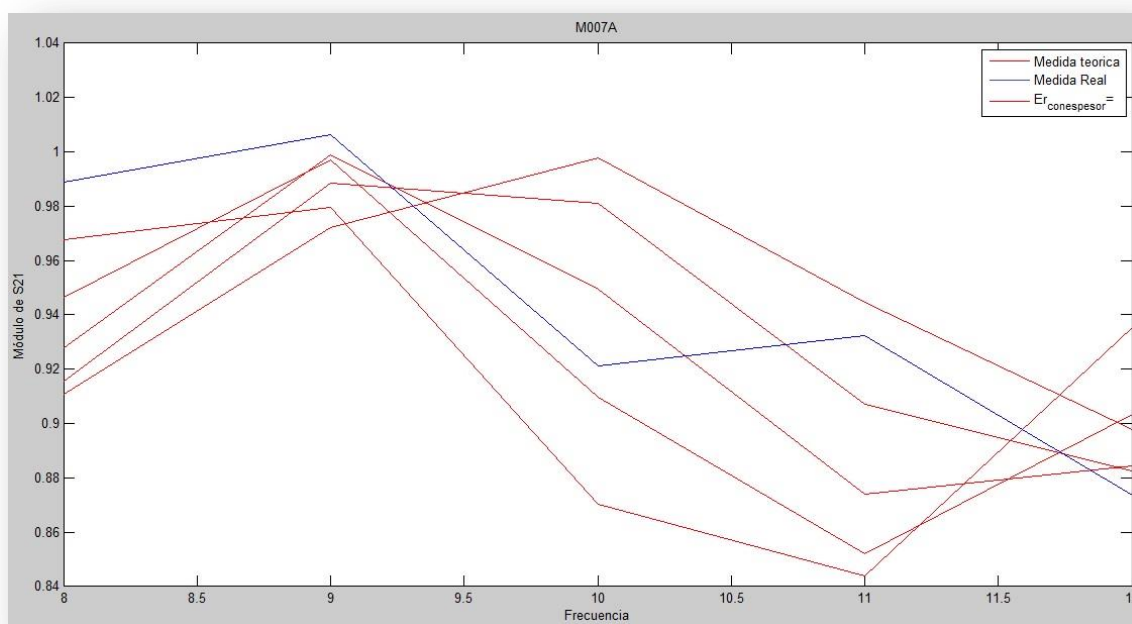
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'8. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.26 Resultado final del módulo del S_{21} para M005A

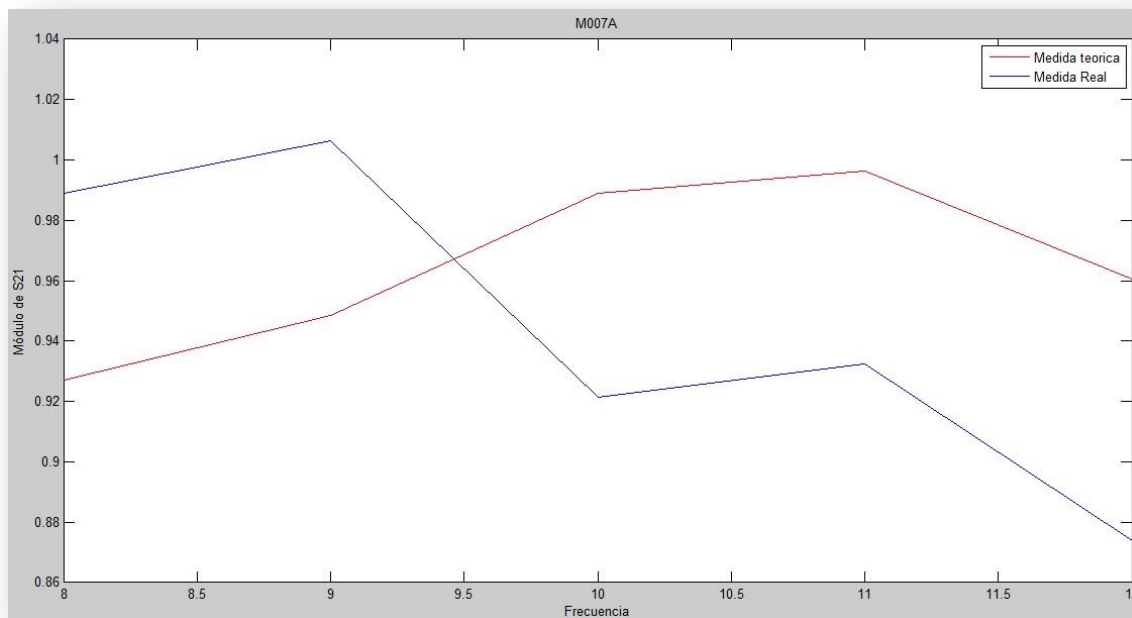
- M007A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'6 hasta 3'4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.27 Módulo del S_{21} para M007A

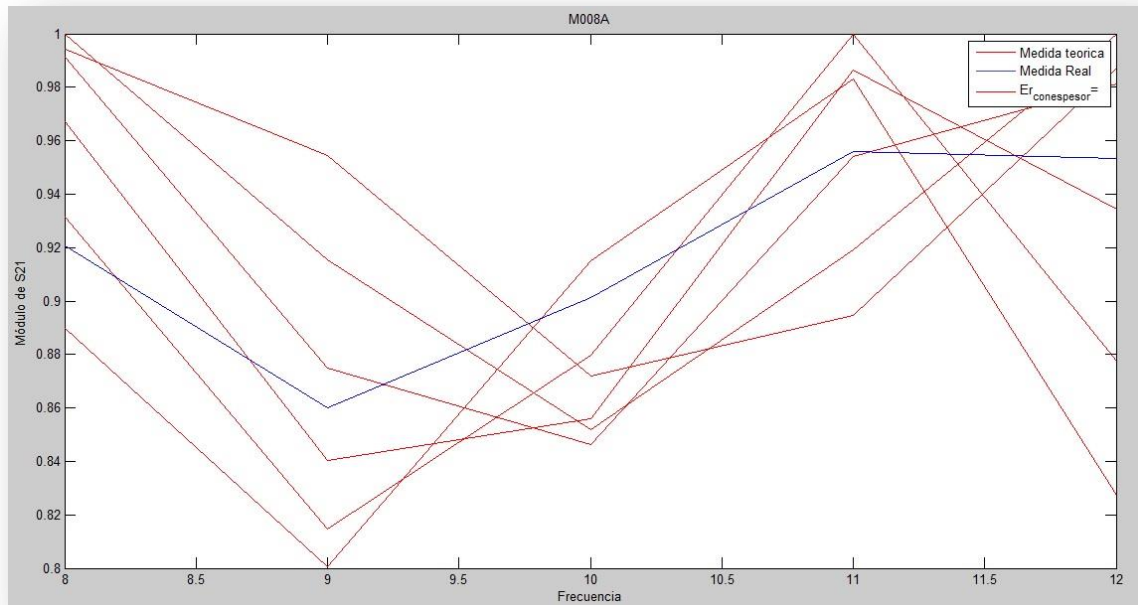
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 2'2. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.28 Resultado final del módulo del S_{21} para M007A

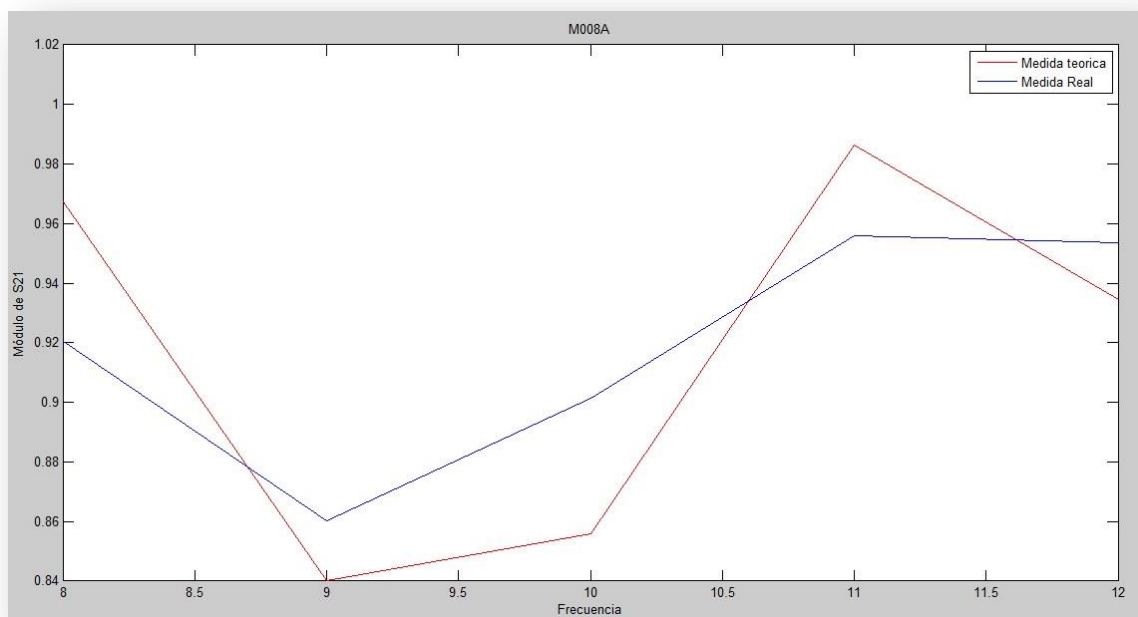
- M008A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 3 hasta 4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.29 Módulo del S_{21} para M008A

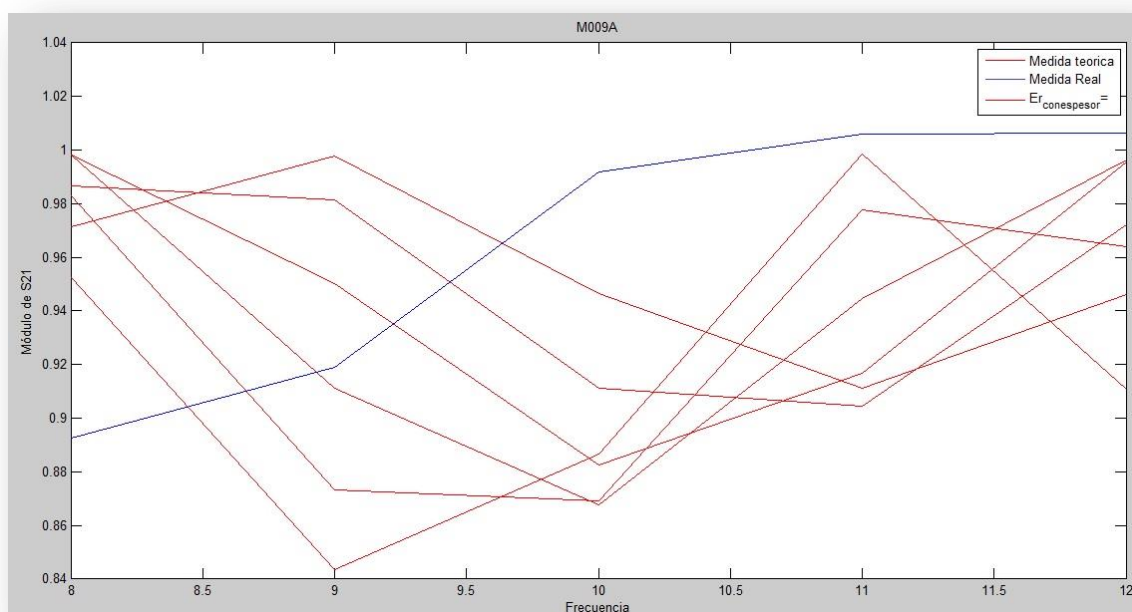
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'6. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.30 Resultado final del módulo del S_{21} para M008A

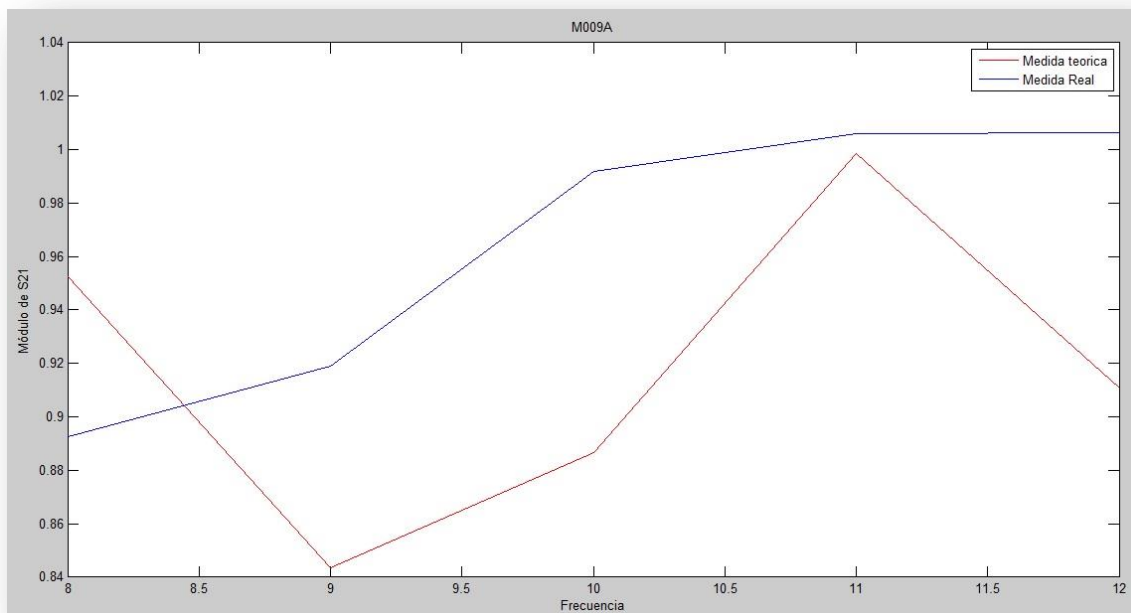
- M009A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 2'4 hasta 3'4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.31 Módulo del S_{21} para M009A

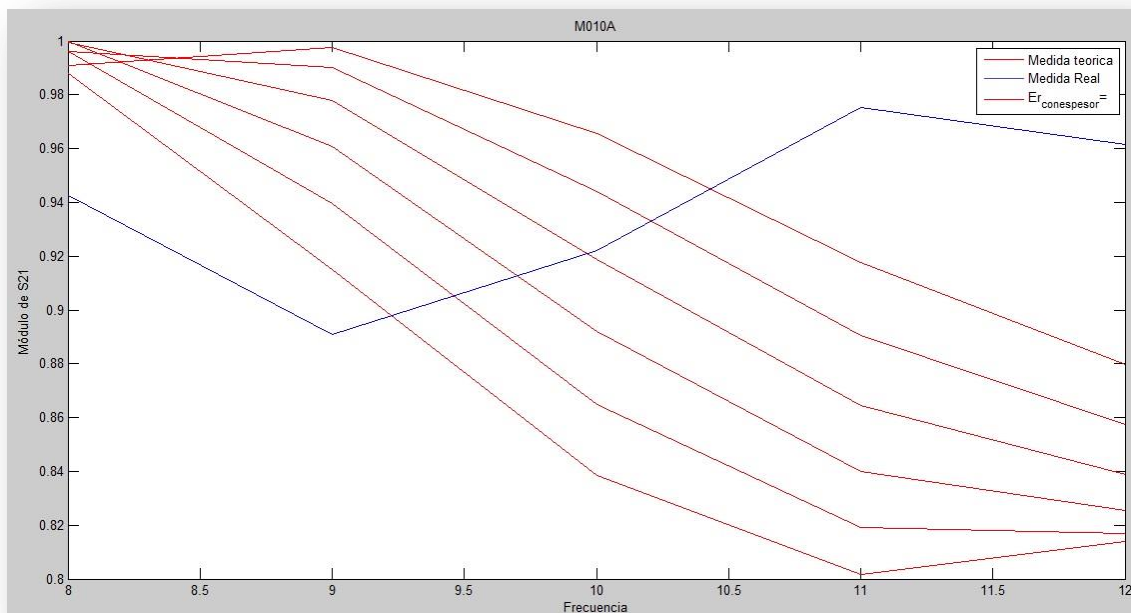
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'4. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.32 Resultado final del módulo del S_{21} para M009A

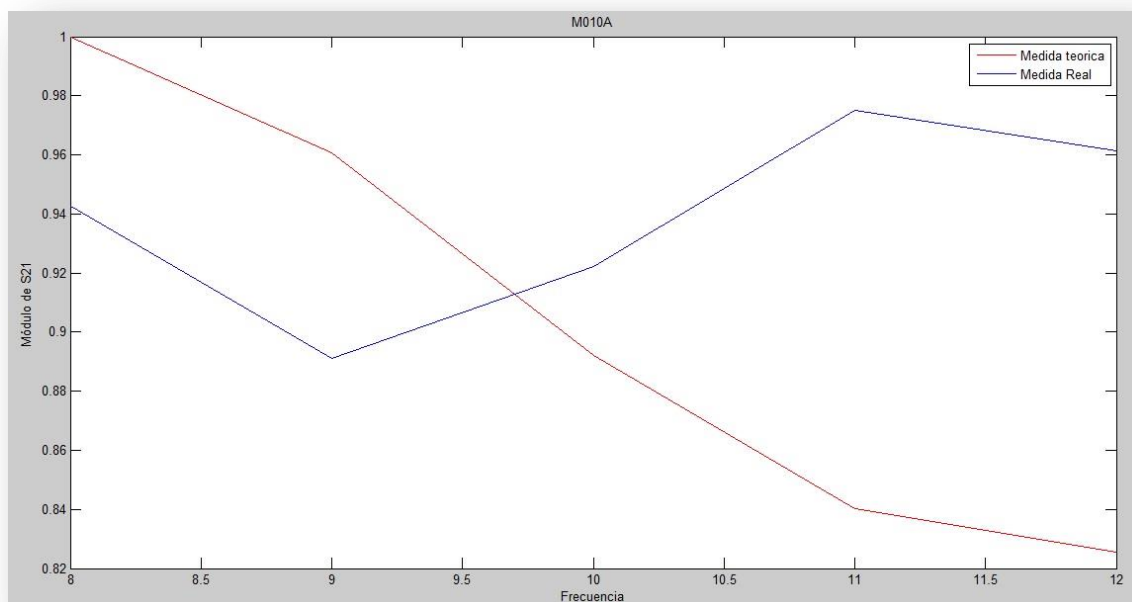
- M010A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 3 hasta 4 en pequeños pasos de 0.2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.33 Módulo del S_{21} para M010A

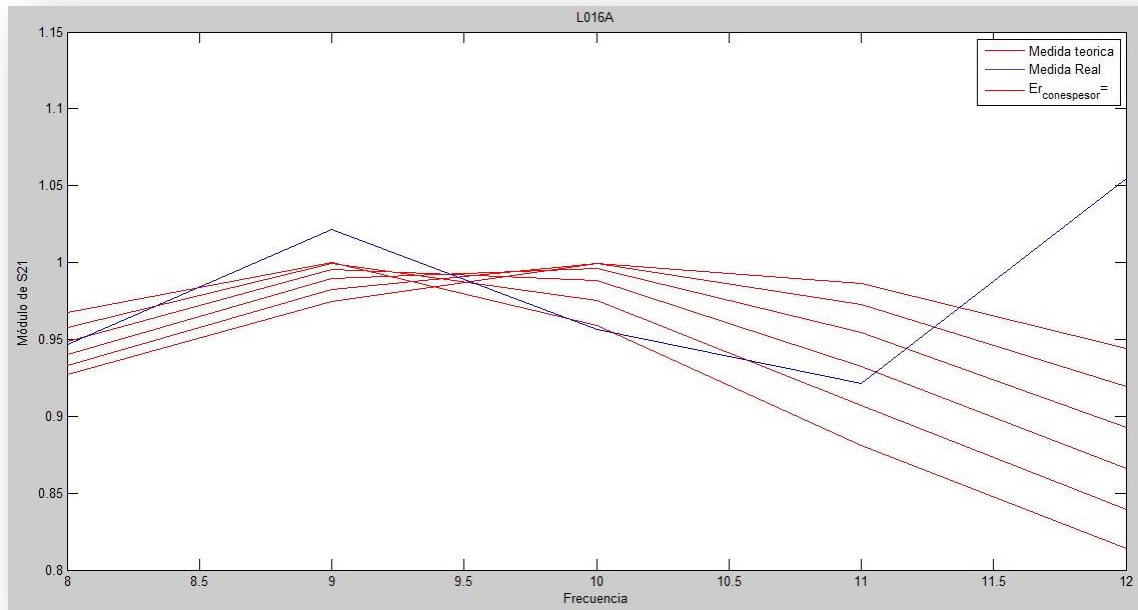
La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'6. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.34 Resultado final del módulo del S_{21} para M010A

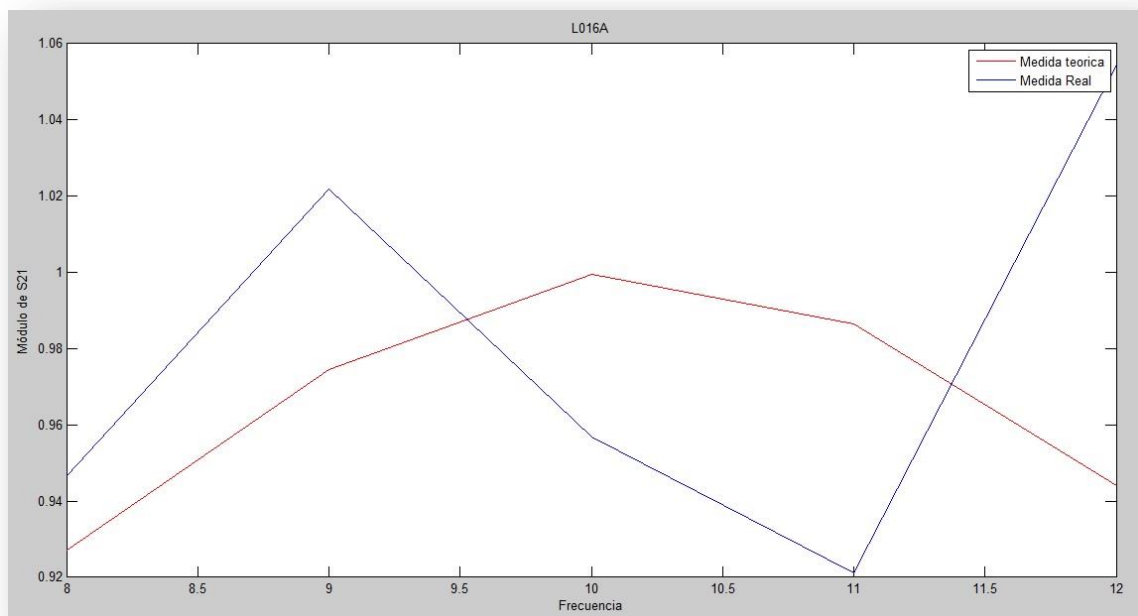
- L016A:

Se ha realizado un barrido de los valores de ϵ_r desde 3'4 hasta 4'4 en pequeños pasos de 0'2. El resultado de la comparación entre las gráficas teóricas y la gráfica real es la siguiente:



Gráfica 6.35 Módulo del S_{21} para L016A

La gráfica que más se asemeja a la medida real que se ha realizado en el laboratorio es la gráfica que tiene como ϵ_r el valor de 3'4. La siguiente gráfica muestra la semejanza.



Gráfica 6.36 Resultado final del módulo del S_{21} para L016A



6.2. TABLA DE RESULTADOS

En este apartado se van a mostrar los resultados obtenidos tras la caracterización de los materiales para su posterior comparación con otros resultados de otros proyectos.

Hay que hacer mención que la losa al tener una superficie más rugosa, el resultado es menos preciso.

MATERIAL	ϵ_r	
	S_{11}	S_{21}
S001a	3'2	3'2
S002a	2'2	2'2
S003a	2'4	2'4
M005A	2'8	2'8
M007A	2'2	2'2
M008A	3'6	3'6
M009A	3'4	3'4
M010A	3'6	3'6
L016A	2'8	3'4

Tabla 6.1 Valor de la permitividad de cada material



6.3. COMPARACIÓN CON LOS RESULTADOS OBTENIDOS EN OTROS ESTUDIOS

En este apartado se mostrará de una forma muy gráfica una comparación entre los valores obtenidos de ϵ_r mediante el método de transmisión biestático y los valores que se han obtenido en otros proyectos mediante otros métodos como por ejemplo el método de Fresnel.

MATERIAL	ϵ_r			
	Nuestro estudio	MEDIDA 1	MEDIDA 2	
			Paralelo	Perpendicular
S001A	3'2	3'2	3'3	3'3
S002A	2'2	2'6	2'5	2'5
S003A	2'4	3	2'7	2'7
M005A	2'8	2'55	3	2'8
M007A	2'2	2'56	3	2'4
M008A	3'6	3'3	2'5	1'83
M009A	3'4	1	2'5	1'79
M010A	3'6	1'5	1'88	1'88
L016A	3'4	7	3	8

Tabla 6.2 Comparativa de la permitividad entre métodos anteriores y el método de este proyecto

En algunos materiales, la permitividad relativa es la unidad, por lo que es probable que se haya equivocado cometiendo algún error al realizar las medidas, ya que este valor corresponde a la permitividad en el vacío.





Por lo demás, como se puede observar en la anterior tabla, los resultados obtenidos en el método de transmisión biestático, usado en este proyecto, son bastante similares a los que salen con otros métodos sobre todo con el método elipsométrico (Medida 1).

Al realizar las medidas de la losa, al tener una superficie rugosa, es más difícil de concretar el valor de ϵ_r , ya que son valores muy dispares tanto en otros proyectos en los cuales se ha realizado la obtención de datos mediante otros métodos, como en el proyecto que se está analizando.



CONCLUSIONES





7. CONCLUSIONES

Tras el estudio de la permitividad de distintos materiales utilizando el método de transmisión biestático se pueden obtener las siguientes conclusiones:

- Es un método sencillo, en teoría. La mayor dificultad estriba en realizar correctamente las medidas. Hay varios factores que condicionan que los datos experimentales den un resultado coherente, entre ellos están:
 1. Las posibles reflexiones en paredes, suelo y techo que interfieren en el resultado. Para eliminar estas interferencias las medidas se han realizado en la cámara semianecoica, pero incluso ahí pueden estar un poco falseadas.
 2. Se pueden producir pequeñas imprecisiones en la medida porque la calibración se ha realizado al final del cable coaxial y sin embargo, en el montaje se introducen una transición guía-coaxial y una antena de bocina.
 3. Al hacer la medida a determinadas frecuencias y en determinados materiales es posible que aparezca algo de ruido que interfiere en la señal, provocando que los valores obtenidos no sean coherentes.
 4. Otro detalle a tener en cuenta que provocó problemas al empezar a realizar las medidas fue que aunque el programa que controla el analizador de redes trabaja a un rango de frecuencias, también es necesario acotar la frecuencia manualmente en el analizador, ya que de otro modo las medidas son falsas.
- Para la obtención de la permitividad los únicos valores relevantes son los parámetros S_{11} y S_{21} , lo que permite que el procesado de la información sea más rápido y sencillo.
- Los materiales que se han estudiado en el proyecto son de bajas pérdidas, por lo tanto, se ha tomado la parte imaginaria de la permitividad como nula. Con esta simplificación se introduce un pequeño error.





- En algunos materiales, como por ejemplo las losas. Aparecen rugosidades en su superficie que hacen que la medida en paralelo y en perpendicular sea diferente. Las maderas son los materiales que mejor se miden.



BIBLIOGRAFÍA

- L.F. Chen, C.K. Ong, C.P. Neo, V.V. Varadan. *"Microwave electronics. Measurement and materials characterisation"*. Ed. Wiley, 2004
- J. M. Miranda, J. L. Sebastián, M. Sierra, J. Margineda. *"Ingeniería de Microondas. Técnicas experimentales"*. Ed. Prentice Hall, 2002
- Apuntes de las asignaturas: Transmisión y propagación de ondas I y II. Universidad Politécnica de Madrid. Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones.
- Florence Sagnard, Faroudja Bentabet, Christophe Vignat. *"In Situ Measurements of the Complex Permittivity of Materials Using Reflection Ellipsometry in the Microwave Band: Theory (Part I)"*. IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol 54, nº3, junio 2005
- K. sato, H. Kozima, H. Masuzawa, T. Manabe, T. Ihara, Y. Kasashima, K. Yamaki. *"Measurement of reflection characteristics and refractive índices of interior construction materials in millimeter-wave bands"*
- Florence Sagnard, Faroudja Bentabet, Christophe Vignat. *"In Situ Measurements of the Complex Permittivity of Materials Using Reflection Ellipsometry in the Microwave Band: Experiments (PartII)"*. IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 54, nº3, junio 2005.
- *"Micro-Coax Specification Cable Assemblies, UFA210A Low Low, 26.5GHz"* Micro-Coax, 2007



- *"Agilent 82357^a USB/GPIB Interface for Windows. Data Sheet"*. Agilent Technologies
- *"Agilent 8720C / HP 8720C 50 MHz to 20 GHz, Network Analyzer"* Agilent Technologies
- Jose María Rodríguez. Transparencias: *"Guías de ondas. Medidas en guías de ondas"*
- Ángel Cardama Aznar, L. J Roca, J. M Rius Casals, J. Romeu Robert, S. Blanch Boris, M. Ferrando Bataller. *"Antenas"*. Ed. UPC, 2002
- Noelia López Alcelay, Alexia Inés López Gil. *"Caracterización de materiales de radiofrecuencia mediante guías de onda"*. Universidad Politécnica de Madrid, Escuela de Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, 2008



ANEXO

A continuación se muestran los programas utilizados en Matlab

LEER

```
fmin=input('Frecuencia de Inicio(GHz):');  
fmax=input('Frecuencia Final(GHz):');
```

```
ker=1;
```

```
while ker==1
```

```
%Definimos instrumento
```

```
instr=visa('agilent','GPIB0::16::INSTR');  
instr.inputbuffersize = 100000;  
fopen(instr);
```

```
%Manejarlo
```

```
fprintf(instr,'S11');  
fprintf(instr,'SMIC');  
fprintf(instr,'SING');  
fprintf(instr,'FORM4');  
datos=query(instr,'OUTPFORM');  
s11=str2num(datos);
```

```
fprintf(instr,'S21');  
fprintf(instr,'SMIC');  
fprintf(instr,'SIGN');  
fprintf(instr,'FORM4');  
datos=query(instr,'OUTPFORM');  
s21=str2num(datos);
```

```
fprintf(instr,'S12');  
fprintf(instr,'SMIC');  
fprintf(instr,'SIGN');  
fprintf(instr,'FORM4');  
datos=query(instr,'OUTPFORM');  
s12=str2num(datos);
```

```
fprintf(instr,'S22');  
fprintf(instr,'SMIC');  
fprintf(instr,'SIGN');
```





```
fprintf(instr,'FORM4');
datos=query(instr,'OUTPFORM');
s22=str2num(datos);

tamano=max(size(s22));
cadena=zeros(tamano,9);
freq=ones(tamano,1);
h=1:tamano;
freq(h)=(h-1)*(fmax-fmin)./(tamano-1)+fmin;
cadena(:,1)=freq*1e9;
cadena(:,2:3)=s11;
cadena(:,4:5)=s21;
cadena(:,6:7)=s12;
cadena(:,8:9)=s22;
fclose(instr);

%cadena=num2str(cadena);
%savar

medida=input('Nombre del fichero:', 's');
%medida='medida';
medida
sabe(medida,'cadena','-ascii');

ker=input('Si desea continuar pulse 1 ');
end;

%Cerrar
%fclose(instr);
clear;
```

OBTENERS11

```
function[S11_real]=obtenerS11(a1,a2,b1,b2,c1,c2,d1,d2,g1,g2,h1,h2,k1,k2,l1,l2,
m1,m2,n1,n2,o1,o2,p1,p2,q1,q2,r1,r2,s1,s2,t1,t2,u1,u2,v1,v2,w1,w2,x1,x2,z1,z2)
%se deben introducir las medidas realizadas en el laboratorio donde:
% a1 es el valor de la parte real de S11 con el material
% a2 es la parte imaginaria del parámetro S11 con el material

% vamos a realizar la media con 20 valores entre ellos 8GHz, 8'2GHz, 8'4GHz,
8'6GHz, 8'8GHz, 9GHz, 9'2GHz, 9'4GHz, 9'6GHz, 9'8GHz, 10GHz, 10'2GHz, 10'4GHz
% 10'6GHz, 10'8GHz, 11GHz, 11'2GHz, 11'4GHz, 11'6GHz, 11'8GHz, 12GHz

S11a=abs(a1+a2*1i);
S11b=abs(b1+b2*1i);
S11c=abs(c1+c2*1i);
```





```

S11d=abs (d1+d2*1i);
S11g=abs (g1+g2*1i);
S11h=abs (h1+h2*1i);
S11k=abs (k1+k2*1i);
S11l=abs (l1+l2*1i);
S11m=abs (m1+m2*1i);
S11n=abs (n1+n2*1i);
S11o=abs (o1+o2*1i);
S11p=abs (p1+p2*1i);
S11q=abs (q1+q2*1i);
S11r=abs (r1+r2*1i);
S11s=abs (s1+s2*1i);
S11t=abs (t1+t2*1i);
S11u=abs (u1+u2*1i);
S11v=abs (v1+v2*1i);
S11w=abs (w1+w2*1i);
S11x=abs (x1+x2*1i);
S11z=abs (z1+z2*1i);

```

```

S11=[S11a S11b S11c S11d S11g S11h S11k S11l S11m S11n S11o S11p S11q S11r
S11s S11t S11u S11v S11w S11x S11z];

```

```

chapaf1=abs ((-3.6282350e-001)+(5.1364140e-001)*1i);
chapaf2=abs ((1.1717530e+000)+(-9.4812010e-001)*1i);
chapaf3=abs ((9.3579100e-001)+(2.0660400e+000)*1i);
chapaf4=abs ((-5.9683230e-001)+(-7.1563720e-002)*1i);
chapaf5=abs ((1.1179200e+000)+(-6.5478520e-001)*1i);
chapaf6=abs ((-4.1796880e-001)+(4.1546630e-001)*1i);
chapaf7=abs ((6.9766240e-001)+(-6.9155880e-001)*1i);
chapaf8=abs ((7.1221920e-001)+(1.6242680e+000)*1i);
chapaf9=abs ((-2.7153320e+000)+(-2.4567870e+000)*1i);
chapaf10=abs ((1.1291500e+000)+(-6.5344240e-001)*1i);
chapaf11=abs ((-3.2855220e-001)+(3.5165410e-001)*1i);
chapaf12=abs ((3.8800050e-001)+(-7.8643800e-001)*1i);
chapaf13=abs ((2.4795530e-001)+(7.2799680e-001)*1i);
chapaf14=abs ((-1.1972050e-001)+(-8.0032350e-001)*1i);
chapaf15=abs ((6.9305420e-001)+(-2.8948970e-001)*1i);
chapaf16=abs ((-2.7543640e-001)+(-3.5325620e-001)*1i);
chapaf17=abs ((4.7380070e-001)+(-1.0577390e-001)*1i);
chapaf18=abs ((3.2420350e-001)+(-1.8371580e-001)*1i);
chapaf19=abs ((2.3063660e-001)+(6.2469500e-002)*1i);
chapaf20=abs ((-9.8056790e-003)+(-2.9315950e-002)*1i);
chapaf21=abs ((1.2854000e-001)+(-3.7826540e-002)*1i);

```



```
chapa=[chapaf1 chapaf2 chapaf3 chapaf4 chapaf5 chapaf6 chapaf7 chapaf8 chapaf9  
chapaf10 chapaf11 chapaf12 chapaf13 chapaf14 chapaf15 chapaf16 chapaf17  
chapaf18 chapaf19 chapaf20 chapaf21];
```

```
S11_real=abs(S11./chapa);
```

OBTENERS21

```
function[S21_real]=obtenerS21(a1,a2,b1,b2,c1,c2,d1,d2,g1,g2,h1,h2,k1,k2,l1,l2,  
m1,m2,n1,n2,o1,o2,p1,p2,q1,q2,r1,r2,s1,s2,t1,t2,u1,u2,v1,v2,w1,w2,x1,x2,z1,z2)  
%se deben introducir las medidas realizadas en el laboratorio donde:  
% a1 es el valor de la parte real de S21 con el material  
% a2 es la parte imaginaria del parámetro S21 con el material  
  
% vamos a realizar la media con 20 valores entre ellos 8GHz, 8'2GHz, 8'4GHz,  
8'6GHz, 8'8GHz, 9GHz, 9'2GHz, 9'4GHz, 9'6GHz, 9'8GHz, 10GHz, 10'2GHz, 10'4GHz  
% 10'6GHz, 10'8GHz, 11GHz, 11'2GHz, 11'4GHz, 11'6GHz, 11'8GHz, 12GHz
```

```
S21a=abs(a1+a2*1i);  
S21b=abs(b1+b2*1i);  
S21c=abs(c1+c2*1i);  
S21d=abs(d1+d2*1i);  
S21g=abs(g1+g2*1i);  
S21h=abs(h1+h2*1i);  
S21k=abs(k1+k2*1i);  
S21l=abs(l1+l2*1i);  
S21m=abs(m1+m2*1i);  
S21n=abs(n1+n2*1i);  
S21o=abs(o1+o2*1i);  
S21p=abs(p1+p2*1i);  
S21q=abs(q1+q2*1i);  
S21r=abs(r1+r2*1i);  
S21s=abs(s1+s2*1i);  
S21t=abs(t1+t2*1i);  
S21u=abs(u1+u2*1i);  
S21v=abs(v1+v2*1i);  
S21w=abs(w1+w2*1i);  
S21x=abs(x1+x2*1i);  
S21z=abs(z1+z2*1i);
```

```
S21=[S21a S21b S21c S21d S21g S21h S21k S21l S21m S21n S21o S21p S21q S21r  
S21s S21t S21u S21v S21w S21x S21z];
```

```
airef1=abs((3.5717010e-002)+(-2.7788160e-002)*1i);  
airef2=abs((-6.1073300e-002)+(7.2376250e-002)*1i);
```





```

airef3=abs((6.2988280e-002)+(7.0228600e-003)*1i);
airef4=abs((-3.0864720e-002)+(4.3006900e-002)*1i);
airef5=abs((5.3939820e-002)+(-2.0847320e-002)*1i);
airef6=abs((-2.6543620e-002)+(-2.2961620e-002)*1i);
airef7=abs((-3.6689760e-002)+(6.4456940e-002)*1i);
airef8=abs((2.1213530e-002)+(-2.0018580e-002)*1i);
airef9=abs((-1.9093320e-001)+(4.1023300e-002)*1i);
airef10=abs((1.5850070e-002)+(-5.0956730e-002)*1i);
airef11=abs((-3.6252980e-002)+(-2.1175380e-002)*1i);
airef12=abs((1.7608640e-002)+(5.4182050e-002)*1i);
airef13=abs((2.8953550e-002)+(-3.1257630e-002)*1i);
airef14=abs((-3.5316470e-002)+(-1.5773770e-002)*1i);
airef15=abs((1.5830040e-002)+(1.3198900e-003)*1i);
airef16=abs((1.1602880e-002)+(-7.7009200e-004)*1i);
airef17=abs((-7.5025560e-003)+(-4.3921470e-003)*1i);
airef18=abs((-2.2611620e-003)+(-8.1472400e-003)*1i);
airef19=abs((-9.6454620e-003)+(1.2622830e-002)*1i);
airef20=abs((2.1123890e-003)+(-7.4181560e-003)*1i);
airef21=abs((1.8428800e-002)+(-8.3904270e-003)*1i);

```

```

aire=[airef1 airef2 airef3 airef4 airef5 airef6 airef7 airef8 airef9
airef10 airef11 airef12 airef13 airef14 airef15 airef16 airef17 airef18
airef19 airef20 airef21];

```

```

S21_real=abs(S21./aire);

```

OBTENERS11 TEORICA

```

function[S11_teorico]=obtenerS11_teorica(Er,d)
z=sqrt(1/Er);
gamma=(z-1)/(z+1);
c=3*10^8;
n=1;
for f=8*10^9:0.2*10^9:12*10^9

    landa0=c/f;
    phi0=1i*((2*pi)/(landa0));
    phi=phi0*sqrt(Er);
    t=exp(-(phi)*d);
    T(n)=t;
    n=n+1;
end
S11_teorico=(gamma.*(1.-T.^2))./(1-(gamma.^2).*(T.^2));
S11_teorico=abs(S11_teorico);

```





OBTENERS21 TEORICA

```
function[S21_teorico]=obtenerS21_teorica(Er,d)
z=sqrt(1/Er);
gamma=(z-1)/(z+1);
c=3*10^8;
n=1;
for f=8*10^9:0.2*10^9:12*10^9

    landa0=c/f;
    phi0=1i*((2*pi)/(landa0));
    phi=phi0*sqrt(Er);
    t=exp(-(phi)*d);
    T(n)=t;
    n=n+1;
end
S21_teorico=(T.*(1.-gamma.^2))./(1-(gamma.^2).*(T.^2));
S21_teorico=abs(S21_teorico);
```

PINTAR

```
function pintar(SX1_real,SX1_teorica)

n=8:0.2:12;

plot(n,SX1_real,'b');title('TITULO');xlabel('Frecuencia');ylabel('Módulo
de S11');
hold on;
plot(n,SX1_teorica,'r');
legend('Medida real','Medida teorica','Er_c_o_n_e_s_p_e_s_o_r=')
hold on;
end
```

MAINS11

```
function mainS11
(d,a1,a2,b1,b2,c1,c2,d1,d2,g1,g2,h1,h2,k1,k2,l1,l2,m1,m2,n1,n2,o1,o2,p1,p2,q1,
q2,r1,r2,s1,s2,t1,t2,u1,u2,v1,v2,w1,w2,x1,x2,z1,z2)

%se deben introducir las medidas realizadas en el laboratorio donde:
% a1 es el valor de la parte real de S11 con el material
% a2 es la parte imaginaria del parámetro S11 con el material
% vamos a realizar la media con 20 valores entre ellos 8GHz, 8'2GHz, 8'4GHz,
8'6GHz, 8'8GHz, 9GHz, 9'2GHz, 9'4GHz, 9'6GHz, 9'8GHz, 10GHz, 10'2GHz, 10'4GHz
```





```
% 10'6GHz, 10'8GHz, 11GHz, 11'2GHz, 11'4GHz, 11'6GHz, 11'8GHz, 12GHz
```

```
S11a=abs(a1+a2*1i);
S11b=abs(b1+b2*1i);
S11c=abs(c1+c2*1i);
S11d=abs(d1+d2*1i);
S11g=abs(g1+g2*1i);
S11h=abs(h1+h2*1i);
S11k=abs(k1+k2*1i);
S11l=abs(l1+l2*1i);
S11m=abs(m1+m2*1i);
S11n=abs(n1+n2*1i);
S11o=abs(o1+o2*1i);
S11p=abs(p1+p2*1i);
S11q=abs(q1+q2*1i);
S11r=abs(r1+r2*1i);
S11s=abs(s1+s2*1i);
S11t=abs(t1+t2*1i);
S11u=abs(u1+u2*1i);
S11v=abs(v1+v2*1i);
S11w=abs(w1+w2*1i);
S11x=abs(x1+x2*1i);
S11z=abs(z1+z2*1i);
```

```
S11=[S11a S11b S11c S11d S11g S11h S11k S11l S11m S11n S11o S11p S11q S11r
S11s S11t S11u S11v S11w S11x S11z];
```

```
for Er=0.028:0.002:0.048
    z=sqrt(1/Er);
    gamma=(z-1)/(z+1);
    c=3*10^8;
    n=1;
    for f=8*10^9:0.2*10^9:12*10^9
```

```
        landa0=c/f;
        phi0=1i*((2*pi)/(landa0));
        phi=phi0*sqrt(Er);
        t=exp(-(phi)*d);
        T(n)=t;
        n=n+1;
    end
```

```
S11_teorico=(gamma.*(1.-T.^2))./(1-((gamma.^2).*(T.^2)));
```



```
S11_teoricoEr=abs(S11_teorico);

chapaf1=abs((-3.6282350e-001)+(5.1364140e-001)*1i);
chapaf2=abs((1.1717530e+000)+(-9.4812010e-001)*1i);
chapaf3=abs((9.3579100e-001)+(2.0660400e+000)*1i);
chapaf4=abs((-5.9683230e-001)+(-7.1563720e-002)*1i);
chapaf5=abs((1.1179200e+000)+(-6.5478520e-001)*1i);
chapaf6=abs((-4.1796880e-001)+(4.1546630e-001)*1i);
chapaf7=abs((6.9766240e-001)+(-6.9155880e-001)*1i);
chapaf8=abs((7.1221920e-001)+(1.6242680e+000)*1i);
chapaf9=abs((-2.7153320e+000)+(-2.4567870e+000)*1i);
chapaf10=abs((1.1291500e+000)+(-6.5344240e-001)*1i);
chapaf11=abs((-3.2855220e-001)+(3.5165410e-001)*1i);
chapaf12=abs((3.8800050e-001)+(-7.8643800e-001)*1i);
chapaf13=abs((2.4795530e-001)+(7.2799680e-001)*1i);
chapaf14=abs((-1.1972050e-001)+(-8.0032350e-001)*1i);
chapaf15=abs((6.9305420e-001)+(-2.8948970e-001)*1i);
chapaf16=abs((-2.7543640e-001)+(-3.5325620e-001)*1i);
chapaf17=abs((4.7380070e-001)+(-1.0577390e-001)*1i);
chapaf18=abs((3.2420350e-001)+(-1.8371580e-001)*1i);
chapaf19=abs((2.3063660e-001)+(6.2469500e-002)*1i);
chapaf20=abs((-9.8056790e-003)+(-2.9315950e-002)*1i);
chapaf21=abs((1.2854000e-001)+(-3.7826540e-002)*1i);

chapa=[chapaf1 chapaf2 chapaf3 chapaf4 chapaf5 chapaf6 chapaf7 chapaf8
chapaf9 chapaf10 chapaf11 chapaf12 chapaf13 chapaf14 chapaf15 chapaf16
chapaf17 chapaf18 chapaf19 chapaf20 chapaf21];

S11_real=abs(S11./chapa);

n=8:0.2:12;

plot(n,S11_teoricoEr,'r');title('L016A');xlabel('Frecuencia');ylabel('Módulo
de S11');
hold on;

end

plot(n,S11_real,'b');
legend('Medida real','Medida teorica','Er_c_o_n_e_s_p_e_s_o_r=')
hold on;
```





MAINS21

```
function mainS21
(d,a1,a2,b1,b2,c1,c2,d1,d2,g1,g2,h1,h2,k1,k2,l1,l2,m1,m2,n1,n2,o1,o2,p1,p2,q1,
q2,r1,r2,s1,s2,t1,t2,u1,u2,v1,v2,w1,w2,x1,x2,z1,z2)

%se deben introducir las medidas realizadas en el laboratorio donde:
% a1 es el valor de la parte real de S21 con el material
% a2 es la parte imaginaria del parámetro S21 con el material
% vamos a realizar la media con 20 valores entre ellos 8GHz, 8'2GHz, 8'4GHz,
8'6GHz, 8'8GHz, 9GHz, 9'2GHz, 9'4GHz, 9'6GHz, 9'8GHz, 10GHz, 10'2GHz, 10'4GHz
% 10'6GHz, 10'8GHz, 11GHz, 11'2GHz, 11'4GHz, 11'6GHz, 11'8GHz, 12GHz

S21a=abs(a1+a2*i);
S21b=abs(b1+b2*i);
S21c=abs(c1+c2*i);
S21d=abs(d1+d2*i);
S21g=abs(g1+g2*i);
S21h=abs(h1+h2*i);
S21k=abs(k1+k2*i);
S21l=abs(l1+l2*i);
S21m=abs(m1+m2*i);
S21n=abs(n1+n2*i);
S21o=abs(o1+o2*i);
S21p=abs(p1+p2*i);
S21q=abs(q1+q2*i);
S21r=abs(r1+r2*i);
S21s=abs(s1+s2*i);
S21t=abs(t1+t2*i);
S21u=abs(u1+u2*i);
S21v=abs(v1+v2*i);
S21w=abs(w1+w2*i);
S21x=abs(x1+x2*i);
S21z=abs(z1+z2*i);

S21=[S21a S21b S21c S21d S21g S21h S21k S21l S21m S21n S21o S21p S21q S21r
S21s S21t S21u S21v S21w S21x S21z];

for Er=0.03:0.005:0.09
    z=sqrt(1/Er);
    gamma=(z-1)/(z+1);
    c=3*10^8;
    n=1;
    for f=8*10^9:0.2*10^9:12*10^9
```





```
landa0=c/f;
phi0=1i*((2*pi)/(landa0));
phi=phi0*sqrt(Er);
t=exp(-(phi)*d);
T(n)=t;
n=n+1;
end

S21_teorico=(T.*(1-(gamma.^2))./(1-((gamma.^2).*(T.^2))));

S21_teoricoEr=abs(S21_teorico);

airef1=abs((3.5717010e-002)+(-2.7788160e-002)*1i);
airef2=abs((-6.1073300e-002)+(7.2376250e-002)*1i);
airef3=abs((6.2988280e-002)+(7.0228600e-003)*1i);
airef4=abs((-3.0864720e-002)+(4.3006900e-002)*1i);
airef5=abs((5.3939820e-002)+(-2.0847320e-002)*1i);
airef6=abs((-2.6543620e-002)+(-2.2961620e-002)*1i);
airef7=abs((-3.6689760e-002)+(6.4456940e-002)*1i);
airef8=abs((2.1213530e-002)+(-2.0018580e-002)*1i);
airef9=abs((-1.9093320e-001)+(4.1023300e-002)*1i);
airef10=abs((1.5850070e-002)+(-5.0956730e-002)*1i);
airef11=abs((-3.6252980e-002)+(-2.1175380e-002)*1i);
airef12=abs((1.7608640e-002)+(5.4182050e-002)*1i);
airef13=abs((2.8953550e-002)+(-3.1257630e-002)*1i);
airef14=abs((-3.5316470e-002)+(-1.5773770e-002)*1i);
airef15=abs((1.5830040e-002)+(1.3198900e-003)*1i);
airef16=abs((1.1602880e-002)+(-7.7009200e-004)*1i);
airef17=abs((-7.5025560e-003)+(-4.3921470e-003)*1i);
airef18=abs((-2.2611620e-003)+(-8.1472400e-003)*1i);
airef19=abs((-9.6454620e-003)+(1.2622830e-002)*1i);
airef20=abs((2.1123890e-003)+(-7.4181560e-003)*1i);
airef21=abs((1.8428800e-002)+(-8.3904270e-003)*1i);

aire=[airef1 airef2 airef3 airef4 airef5 airef6 airef7 airef8 airef9
airef10 airef11 airef12 airef13 airef14 airef15 airef16 airef17 airef18
airef19 airef20 airef21];

S21_real=abs(S21./aire);

n=8:0.2:12;
```



```
plot(n,S21_teoricoEr,'r');title('M009A');xlabel('Frecuencia');ylabel('Módulo  
de S21');  
    hold on;
```

```
end
```

```
plot(n,S21_real,'b');  
legend('Medida real','Medida teorica','Er_c_o_n_e_s_p_e_s_o_r=')  
hold on;
```